

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-303644

(43) 公開日 平成7年(1995)11月21日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
A 6 1 B 8/08		9361-4C		
	8/06	9361-4C		
G 0 1 B 17/00				
G 0 1 N 29/00				

審査請求 未請求 請求項の数38 O L (全 50 頁)

(21) 出願番号	特願平6-191588	(71) 出願人	000005223 富士通株式会社 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地
(22) 出願日	平成6年(1994)8月15日	(72) 発明者	山田 勇 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社内
(31) 優先権主張番号	特願平6-17658	(72) 発明者	司波 章 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社内
(32) 優先日	平6(1994)2月14日	(72) 発明者	飯塚 みゆき 神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地 富士通株式会社内
(33) 優先権主張国	日本 (J P)	(74) 代理人	弁理士 山田 正紀
(31) 優先権主張番号	特願平6-18651		
(32) 優先日	平6(1994)2月15日		
(33) 優先権主張国	日本 (J P)		
(31) 優先権主張番号	特願平6-47334		
(32) 優先日	平6(1994)3月17日		
(33) 優先権主張国	日本 (J P)		

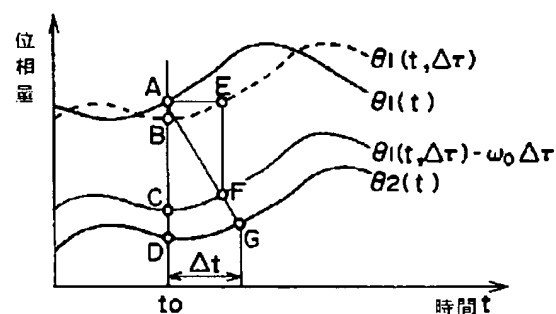
(54) 【発明の名称】 超音波診断装置

(57) 【要約】

【目的】本発明は、被検体内に超音波を送波し、被検体内で反射した超音波を受信することにより得られた受信信号に基づいて断層像を得る超音波診断装置に関し、被検体内の組織の、速度もしくは速度勾配を高精度に検出する。

【構成】複素信号変換回路4から出力された複素信号(直交検波信号) $[h_{c,1}(t) + j h_{c,2}(t)]$ から互いに時間差 $\Delta \tau$ だけ離れた2つのデジタルの複素信号 $[R_1(t) + j I_1(t)]$, $[R_1(t + \Delta \tau) + j I_1(t + \Delta \tau)]$ を求め、この2つの複素信号の複素相関値 $C_{1,1}(t, \Delta \tau)$ から位相差 $\Delta \theta_{1,1}(t, \Delta \tau)$ を求め、また超音波パルスの送波を繰り返す間の信号どうしの複素相関値 $C_{1,1}(t)$ から位相差 $\Delta \theta_{1,1}(t)$ を求め、それらの位相差を用い、被検体内の動き量に対応する時間差 Δt を、 $\Delta t = \Delta \theta_{1,1}(t) \cdot \Delta \tau / \{\Delta \theta_{1,1}(t, \Delta \tau) - \omega_0 \Delta \tau\}$ から従って算出する。

本発明の原理を説明する図

A - E 間時間差 : $\Delta \tau$ A - B 間位相差 : $\Delta \theta_{1,1}(t, \Delta \tau)$ B - C 間及び E - F 間位相差 : $\omega_0 \Delta \tau$ A - C 間位相差 : $\Delta \theta_{1,1}(t, \Delta \tau) - \omega_0 \Delta \tau$ A - D 間位相差 : $\Delta \theta_{1,2}(t)$

(2)

特開平7-303644

1

2

【特許請求の範囲】

【請求項1】 被検体内の各走査線方向にそれぞれ複数回超音波を送信し該被検体内で反射された超音波を受信して受信信号を得る超音波送受信器と、前記受信信号の直交検波出力を得る直交検波器と、前記直交検波出力の複素自己相関値を求める自己相関器と、前記複素自己相関値に基づいて前記被検体内の血流情報あるいは前記被検体内組織の動きの情報を求める動体情報検出器とを備えた超音波診断装置において、

前記被検体内の所定点に近接する複数の点の前記複素自己相関値の平均的な値を求める平均演算器を備え、前記動体情報検出器が、前記平均的な値に基づいて前記被検体内の血流情報あるいは前記被検体内組織の動きの情報を求めるものであることを特徴とする超音波診断装置。

【請求項2】 前記平均演算器が、前記所定点と同一深さの、該所定点に近接する複数の走査線上の点の前記複素自己相関値の平均的な値を求めるものであることを特徴とする請求項1記載の超音波診断装置。

【請求項3】 前記平均演算器が、所定の走査線上の、互いに近接する複数の点の前記複素自己相関値の平均的な値を求めるものであることを特徴とする請求項1記載の超音波診断装置。

【請求項4】 前記平均演算器が、前記所定点を二次元的に取り巻く複数の点の前記複素自己相関値の平均的な値を求めるものであることを特徴とする請求項1記載の超音波診断装置。

【請求項5】 被検体内に超音波パルスを送波し被検体内で反射した超音波を複数の超音波振動子で受信し互いに整相加算することにより得られた、被検体内に延びる走査線に沿う超音波反射情報を担う受信信号に基づいて被検体の断面像を表示する手段と、被検体内の同一方向への超音波パルスの送波を複数回繰り返すことにより得られる、同一の走査線に沿う超音波反射情報を担う複数の受信信号に基づいて被検体内部の動きを検出する手段とを備えた超音波診断装置において、

前記整相加算前もしくは後の受信信号を所定の参照周波数 ω_0 の参照信号を用いて第1の複素信号に変換する複素信号変換手段と、

前記第1の複素信号から、互いに所定の時間差 $\Delta \tau$ だけずれた第2の複素信号および第3の複素信号を生成する時間ずれ複素信号生成手段と、

被検体内の所定の方向への超音波パルスの送波が繰り返されたときの、該所定の方向への i 番目の送波に対応する前記第2および第3の複素信号の、 i 番目の送波の基準時を起点とした時刻 t の時点における複素相関値 $C_{i,i}(t, \Delta \tau)$ と、該所定の方向への i 番目および $i+1$ 番目の送波に対応する前記第2の複素信号どうしの、各送波毎の各基準時を起点とした時刻 t における複素相関値 $C_{i,i+1}(t)$ とを算出する複素相関算出手段

と、

これらの複素相関値 $C_{i,i}(t, \Delta \tau)$ 、 $C_{i,i+1}(t)$ に基づいて、 i 番目の送波の時点と $i+1$ 番目の送波の時点との間に生じた、被検体内部の、前記時刻 t に対応する観測点の動きを表わす量を算出する動き量算出手段とを備えたことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項6】 複数の超音波振動子で得られた複数のアナログの受信信号を整相加算する整相加算手段を備え、前記複素信号変換手段が、位相が互いに 90° 異なる2つのアナログの正弦波信号を前記参照信号として用いて整相加算後のアナログの受信信号を直交検波することにより、該受信信号を、アナログの前記第1の複素信号に変換する直交検波器を備えたものであることを特徴とする請求項5記載の超音波診断装置。

【請求項7】 複数の超音波振動子で得られた複数のアナログの受信信号を整相加算する整相加算手段と、前記整相加算手段から出力されたアナログの受信信号をデジタルの受信信号に変換するA/D変換器とを備え、前記複素信号変換手段が、位相が互いに 90° 異なる2つのデジタルの正弦波信号を前記参照信号として用いて前記A/D変換器から出力されたデジタルの受信信号を直交検波することにより、該受信信号を、デジタルの前記第1の複素信号に変換する直交検波器を備えたものであることを特徴とする請求項5記載の超音波診断装置。

【請求項8】 複数の超音波振動子で得られた複数のアナログの受信信号を複数のデジタルの受信信号に変換するA/D変換器と、

前記A/D変換器から出力された複数のデジタルの受信信号を整相加算する整相加算手段とを備え、

前記複素信号変換手段が、位相が互いに 90° 異なる2つのデジタルの正弦波信号を前記参照信号として用いて、前記整相加算手段から出力されたデジタルの受信信号を直交検波することにより、該受信信号を、デジタルの前記第1の複素信号に変換する直交検波器を備えたものであることを特徴とする請求項5記載の超音波診断装置。

【請求項9】 前記複素信号変換手段が、位相が互いに 90° 異なる2つのアナログもしくはデジタルの正弦波信号を前記参照信号として用いて、複数の超音波振動子で得られた複数のアナログの受信信号もしくは該複数のアナログの受信信号をそれぞれA/D変換することにより得られた複数のデジタルの受信信号それぞれを直交検波することにより複数の前記第1の複素信号に変換する直交検波器を備えたものであり、

前記複素信号変換手段で得られた複数の第1の複素信号を整相加算することにより整相加算された第1の複素信号を得る整相加算手段を備えたことを特徴とする請求項5記載の超音波診断装置。

【請求項10】 前記時間ずれ複素信号生成手段が、アナログの前記第1の複素信号の実数部および虚数部それ

(3)

特開平 7-303644

3

それを、前記時間差 $\Delta\tau$ に対応する時間間隔 $\Delta\tau$ のクロックパルスからなるサンプリングクロックを用いてデジタル信号に変換することにより、デジタルの前記第2の複素信号およびデジタルの前記第3の複素信号を生成するA/D変換器を備えたものであることを特徴とする請求項5記載の超音波診断装置。

【請求項11】 前記時間ずれ複素信号生成手段が、アナログの前記第1の複素信号の実数部および虚数部それぞれを、被検体内部の前記所定方向に並ぶ複数の観測点の前記動きを表わす量を各観測点毎に順次算出する各演算時間間隔の整数分の1を前記時間差 $\Delta\tau$ とし、該時間差 $\Delta\tau$ に対応する時間間隔 $\Delta\tau$ のクロックパルスからなるサンプリングクロックを用いてデジタル信号に変換することにより、デジタルの前記第2の複素信号およびデジタルの前記第3の複素信号を生成するA/D変換器を備えたものであることを特徴とする請求項5記載の超音波診断装置。

【請求項12】 前記時間ずれ複素信号生成手段が、アナログの前記第1の複素信号の実数部および虚数部それぞれを、被検体内部の前記所定方向に並ぶ複数の観測点の前記動きを表わす量を各観測点毎に順次算出する各演算時間間隔を一周期としたときの各周期内に前記時間差 $\Delta\tau$ の複数のクロックパルスを有するサンプリングクロックを用いてデジタル信号に変換することにより、デジタルの前記第2の複素信号およびデジタルの前記第3の複素信号を生成するA/D変換器を備えたものであることを特徴とする請求項5記載の超音波診断装置。

【請求項13】 前記時間ずれ複素信号生成手段が、アナログの前記第1の複素信号の実数部および虚数部双方を、前記時間差 $\Delta\tau$ だけ互いに位相がずれた複数のサンプリングクロックそれぞれを用いてデジタル信号に変換することにより、デジタルの前記第2の複素信号およびデジタルの前記第3の複素信号を生成するA/D変換器を備えたものであることを特徴とする請求項5記載の超音波診断装置。

【請求項14】 前記時間ずれ複素信号生成手段が、前記時間差 $\Delta\tau$ の整数分の1のサンプリング間隔のデジタルの前記第1の複素信号を間引くことにより、互いに前記時間差 $\Delta\tau$ だけずれたデジタルの前記第2の複素信号およびデジタルの前記第3の複素信号を生成する間引きフィルタとを備えたものであることを特徴とする請求項5記載の超音波診断装置。

【請求項15】 前記時間ずれ複素信号生成手段が、デジタルの前記第1の複素信号を補間することにより、前記時間差 $\Delta\tau$ だけずれたデジタルの前記第2の複素信号およびデジタルの前記第3の複素信号を生成する補間手段を備えたものであることを特徴とする請求項5記載の超音波診断装置。

【請求項16】 前記時間ずれ複素信号生成手段が、ア

$$\Delta t(t)_{i,i+1} =$$

4

ナログの前記第1の複素信号の実数部および虚数部それぞれを、所定のサンプリングクロックを用いて前記第2の複素信号を含むデジタル信号に変換するA/D変換器と、該デジタル信号に補間演算を施すことにより前記第3の複素信号を生成する補間演算手段とを備えたものであることを特徴とする請求項5記載の超音波診断装置。

【請求項17】 前記時間ずれ複素信号生成手段が、アナログの前記第1の複素信号の実数部および虚数部それぞれを、被検体内部の前記所定方向に並ぶ複数の観測点の前記動きを表わす量を各観測点毎に順次算出する各演算時間間隔の整数分の1に対応する時間間隔のクロックパルスからなるサンプリングクロックを用いて、前記第2の複素信号を含むデジタル信号に変換するA/D変換器と、該デジタル信号に補間演算を施すことにより前記第3の複素信号を生成する補間演算手段とを備えたものであることを特徴とする請求項5記載の超音波診断装置。

【請求項18】 前記時間ずれ複素信号生成手段が、アナログの前記第1の複素信号の実数部および虚数部それぞれを、被検体内部の前記所定方向に並ぶ複数の観測点の前記動きを表わす量を各観測点毎に順次算出する演算時間間隔を一周期としたときの各周期内に所定の時間差の複数のクロックパルスを有するサンプリングクロックを用いて、前記第2の複素信号を含むデジタル信号に変換するA/D変換器と、該デジタル信号に補間演算を施すことにより前記第3の複素信号を生成する補間演算手段とを備えたものであることを特徴とする請求項5記載の超音波診断装置。

【請求項19】 前記時間ずれ複素信号生成手段が、アナログの前記第1の複素信号の実数部および虚数部双方を、互いに位相がずれた複数のサンプリングクロックそれぞれを用いて、前記第2の複素信号を含むデジタル信号に変換するA/D変換器と、該デジタル信号に補間演算を施すことにより前記第3の複素信号を生成する補間演算手段とを備えたことを特徴とする請求項5記載の超音波診断装置。

【請求項20】 前記動き量算出手段が、前記複素相関値 $C_{i,i+1}(t, \Delta\tau)$ から算出される、前記所定方向への i 番目の送波に対応する前記第1および第2の複素信号の前記時刻 t の時点における位相差を $\Delta\theta_{i,i+1}(t, \Delta\tau)$ 、前記複素相関値 $C_{i,i+1}(t)$ から算出される、前記所定方向への i 番目および $i+1$ 番目の送波に対応する前記第1の複素信号どうしの前記時刻 t の時点における位相差を $\Delta\theta_{i,i+1}(t)$ としたとき、前記所定方向への i 番目および $i+1$ 番目の各送波における各超音波が前記観測点で反射した、各送波の各基準時を基点とした各時刻どうしの時間差 $\Delta t(t)_{i,i+1}$ を、式

$$i, i+1 \text{ を、式}$$

(4)

特開平 7-303644

5

6

$$[\Delta \theta_{i,i+1}(t) / \{\Delta \theta_{i,i+1}(t, \Delta \tau) - \omega_0 \Delta \tau\}] \cdot \Delta \tau$$

に基づいて算出するものであることを特徴とする請求項 5 記載の超音波診断装置。

【請求項 2 1】 前記動き量算出手段が、前記動きを表わす量として、前記所定方向への i 番目および $i+1$ 番目の各送波における各超音波が前記観測点で反射した、各送波毎の各基準時を起点とした各時刻どうしの時間差 Δt 、該時間差 Δt と被検体内の音速 c とから算出される前記観測点の移動量、および該移動量と前記所定方向への送波の繰返し周期 T とから算出される前記観測点の移動速度の中から選択された少なくとも 1 つを算出するものであることを特徴とする請求項 5 記載の超音波診断装置。

【請求項 2 2】 前記動き量検出手段が、複数の前記時間差 $\Delta \tau$ について平滑化された前記動きを表わす量を求めるものであることを特徴とする請求項 5 記載の超音波診断装置。

【請求項 2 3】 前記動き量検出手段が、前記所定方向への 3 回以上の送波について平滑化された前記動きを表わす量を求めるものであることを特徴とする請求項 5 記載の超音波診断装置。

【請求項 2 4】 前記動き量算出手段で算出された前記動きを表わす量を前記所定方向に空間微分することにより、該動きを表わす量の該所定方向の変化率を算出する空間微分手段を備えたことを特徴とする請求項 5 記載の超音波診断装置。

【請求項 2 5】 前記第 2 の複素信号および前記第 3 の複素信号が担持する血流情報を、クラッタ成分の情報から分離して抽出する情報抽出手段を備えたことを特徴とする請求項 5 記載の超音波診断装置。

【請求項 2 6】 前記動きを表わす量、及び／又は、該動きを表わす量に基づいて算出された量を、前記断層像に重畳して表示する表示手段を備えたことを特徴とする請求項 5 記載の超音波診断装置。

【請求項 2 7】 被検体内に超音波パルスを送波し被検体内で反射した超音波を受信することにより受信信号を得る超音波診断装置において、

前記受信信号を、互いに直交する 2 つの信号からなる複素信号に変換する複素信号変換手段と、

被検体内の深さ方向に延びる所定の走査線に沿う超音波パルスの送波が繰返されたときの、該所定の走査線に沿う互いに異なる時点の送波の前記複素信号どうし、かつ該走査線上の複数の各深さ位置それぞれにおける前記複素信号どうしの 2 次複素自己相関値を算出する 2 次複素自己相関演算手段と、

前記 2 次複素自己相関値に基づいて、被検体内部の速度勾配を算出する速度勾配算出手段とを備えたことを特徴とする超音波診断装置。

【請求項 2 8】 前記 2 次複素自己相関演算手段が、前記所定の走査線上の互いに異なる深さ位置に対応する前

10

20

30

40

50

記複素信号どうしの複素自己相関値を、互いに異なる各時点の送波に対応する前記複素信号それぞれについて算出した後、互いに異なる各時点の送波に対応する前記複素自己相関値どうしの複素自己相関値を算出するものであることを特徴とする請求項 2 7 記載の超音波診断装置。

【請求項 2 9】 前記 2 次複素自己相関演算手段が、前記所定の走査線に沿う互いに異なる時点の送波の、互いに同一の深さ位置に対応する前記複素信号どうしの複素自己相関値を複数の深さ位置それぞれについて算出した後、互いに異なる深さ位置に対応する前記複素自己相関値どうしの複素自己相関値を算出するものであることを特徴とする請求項 2 7 記載の超音波診断装置。

【請求項 3 0】 前記 2 次複素自己相関演算手段が、前記所定の走査線に沿う互いに異なる時点の送波の、互いに同一の深さ位置に対応する前記複素信号どうしの複素自己相関値を複数の深さ位置それぞれについて算出し、次いで、所定の深さ位置の前記複素自己相関値と、複数の深さ位置それぞれの前記複素自己相関値との各複素自己相関値を算出するものであることを特徴とする請求項 2 7 記載の超音波診断装置。

【請求項 3 1】 前記 2 次複素自己相関演算手段が、前記所定の走査線に沿う互いに異なる時点の送波の、互いに同一の深さ位置に対応する前記複素信号どうしの複素自己相関値を複数の深さ位置それぞれについて算出し、次いで、複数の深さ位置に対応する前記複素自己相関値からなる第 1 のセットと、該第 1 のセットを構成する前記複素自己相関値との重複が許容された、複数の深さ位置に対応する前記複素自己相関値からなる第 2 のセットとの複素自己相関演算を行うものであることを特徴とする請求項 2 7 記載の超音波診断装置。

【請求項 3 2】 前記 2 次複素自己相関演算手段が、所定の深さ位置の速度勾配を求めるために複数の深さ位置についての複数の前記 2 次複素自己相関値を求めるものであり、

前記速度勾配算出手段が、これら複数の 2 次複素自己相関値それぞれの位相情報を求め、これらの位相情報に所定の奇関数を回帰させることによって前記所定の深さ位置の速度勾配を求めるものであることを特徴とする請求項 2 7 記載の超音波診断装置。

【請求項 3 3】 前記所定の奇関数が直線であることを特徴とする請求項 3 2 記載の超音波診断装置。

【請求項 3 4】 前記 2 次複素自己相関演算手段が、所定の深さ位置の速度勾配を求めるために複数の深さ位置についての複数の前記 2 次複素自己相関値を求めるものであり、

前記速度勾配算出手段が、前記 2 次複素自己相関値どうしの複素自己相関値を算出し、該複素自己相関値に基づいて前記所定の深さ位置の速度勾配を算出するものであ

(5)

特開平7-303644

7

ることを特徴とする請求項27記載の超音波診断装置。

【請求項35】 前記複素信号変換手段が、位相が互いに 90° 異なる2つの正弦波信号を参照信号として用いて前記受信信号を直交検波することにより、該受信信号を前記複素信号に変換する直交検波器を備えたものであることを特徴とする請求項27記載の超音波診断装置。

【請求項36】 前記速度勾配算出手段で算出された速度勾配を平滑化する平滑化手段を備えたことを特徴とする請求項27記載の超音波診断装置。

【請求項37】 前記複素信号が担持する血流情報を、クラッタ成分の情報から分離して抽出する情報抽出手段を備えたことを特徴とする請求項27記載の超音波診断装置。

【請求項38】 前記速度勾配を、断層像あるいはカラー Doppler 像に代えて、もしくは断層像あるいはカラー Doppler 像に、該断層像あるいは該カラー Doppler 像とは異なる色で重畳して、表示する表示手段を備えたことを特徴とする請求項27記載の超音波診断装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、被検体内に超音波を送波し、被検体内で反射した超音波を受信することにより得られた受信信号に基づいて被検体内の組織の、例えば速度もしくは速度勾配等を得る超音波診断装置に関する。

【0002】

【従来の技術】人体内に超音波ビームを送信し、人体内の組織で反射されて戻ってくる超音波を受信して人体の内臓等の疾患の診断を行う超音波診断装置が従来より用いられており、この超音波診断装置の一態様として、もしくはBモード（断層像）表示を行う超音波診断装置のオプションとして、体内を流れる血流の速度や内部組織の動きを検出する機能を備えたものがある。

【0003】この超音波診断装置には、体内を流れる血流で反射された超音波を受信して血流の速度、分散、パワー等の血流情報を得ることができるよう構成されたものがある。また近年では、例えば狭心症や心筋梗塞等の虚血性心疾患の診断に役立たせるため、あるいは、組織内の硬いガン組織等を発見するために、心筋やその他の組織の動きや硬さを観察することが提案されている。この組織の動きや硬さは、生体に外的に振動を与えたときの振動伝播性状や、内的な心拍に起因する臓器の動き等を超音波を用いて観察することにより知ることができる。

【0004】組織の硬さに関連する量を検出する手法として、例えば、日本超音波医学会第53回研究発表会講演文集（271-272頁）「低周波加振による軟組織内部の振動の振幅と位相の同時映像系」（昭和63年11月発行）には、組織の硬さや弾力性等に関連したズレ粘性パラメータに密接に結びつく物理量としての被

8

検体内部組織の低周波振動の伝播速度を、位相変化から求めることが提案されている。

【0005】また、近年では、組織の動き（速度）を検出するだけでなく、その速度を被検体内の、例えば深さ方向について微分して速度勾配を求めることで組織の伸縮度に関連する量（硬さ）を得ることも提案されている（例えば特公平5-43381号公報参照）。血流速度や内部組織の動きを検出するには、被検体内に延びる各走査線方向それぞれに複数回ずつ超音波パルスを送信し、パルスベア法によってドプラ遷移周波数を検出し、このようにして検出されたドプラ遷移周波数に基づいてその被検体内の血流速度或いはその被検体組織の動きを検出することができる。

【0006】図37は、従来の超音波診断装置における血流速度の検出のための構成を表わしたブロック図である。送信部110は、図示しない制御部からの制御信号に従って、超音波プローブ先端に配列されたトランスデューサアレイ112に送信信号を送り、トランスデューサアレイ112から被検体（図示せず）の内部に超音波を送信する。被検体内部で反射された超音波はトランスデューサアレイ112で受信され、その受信された信号はビームフォーマ114に入力され、このビームフォーマ114によって特定方向に収束されたエコー信号が生成される。この特定の方向は走査線と呼ばれる。ビームフォーマ114で生成されたエコー信号は、直交検波部116に入力される。この直交検波部116では、図示しない制御部から送出される、超音波の中心周波数と同一の周波数を有するとともに位相が互いに 90° 異なる2つの参照信号によって直交検波され、実数部 R 、（ i ）、虚数部 I 、（ i ）の2つの信号が生成される。ここで符号 j は、各走査線に付した走査線番号、符号 i は、同一走査線方向について行なった複数回の超音波の送受信にそれぞれ付した繰り返し番号である。

【0007】直交検波部116で得られた実数部 R 、（ i ）と虚数部 I 、（ i ）からなる直交検波信号は、それぞれA/Dコンバータ118、120でデジタル信号に変換されて各メモリ122、124に一旦格納され、その後各メモリ122、124から読み出されてMTIフィルタ126に入力される。MTIフィルタ126に入力された信号は、血流情報と生体組織の動きの情報との双方を担持しているため、このMTIフィルタ126で例えば入力信号の低周波数成分をカットすること等により血流情報のみを担持する信号が抽出される。

【0008】MTIフィルタ126の出力信号は複素自己相関演算部128に送られ、さらにその出力信号はatan演算部130に送られる。これら複素自己相関演算部128、atan演算部130における演算内容については後述する。atan演算部130では血流速度が求められる。atan演算部130から出力された血流速度を表わす信号は、デジタルスキャンコンバータ

(6)

特開平7-303644

9

10

132に入力されて表示用に適した信号に変換され、例えばCRT等のディスプレイ134に、その血流速度を表わす画像が、例えば、被検体内からトランスデューサアレイ114に向かう方向の血流が赤、遠ざかる方向の血流が青でカラー表示される。

【0009】図38は、血流速度を求める場合の、被検体内部の走査線を模式的に表わした図、図39は従来例の動作説明図、図40は従来例の演算アルゴリズムを表わした図である。図38に示すように、体表に接したプローブからB1、B2、…に示す走査線方向に超音波を送信することによって、超音波のBモード断層像を得るためのエコー信号を得ることができる。また、血流速度を求める場合、C1、C2、…に示す各走査線方向にそれぞれ複数回超音波を送信することによって、それぞれの方向の血流速度をパルスベア法によって算出することができる。図38では、B_iとC_iは、互いに異なる方向の如く示しているが、同一方向でも構わない。

【0010】一般に、走査の順序は、図39(a)また*

$$\{C_i(1)\}_{i=1}^n = \{R_j(1), I_j(1); i=1, \dots, n\}_{i=1}^n$$

をメモリ122、124から読み出し、複素自己相関演算部128において、下記(1)式に基づいて走査線j、深さt_iにおける複素自己相関値Cor(j, t_i)が計算される。

$$\begin{aligned} \text{Cor}(j, t_i) &= \sum_{i=1}^{n-1} [C_j(i) \times C_j(i+1)^*]_{t=t_i} \\ &= \sum_{i=1}^{n-1} [\{R_j(i) R_j(i+1) + I_j(i) I_j(i+1)\} \\ &\quad + j \cdot \{I_j(i) R_j(i+1) - R_j(i) I_j(i+1)\}]_{t=t_i} \dots (1) \end{aligned}$$

【0014】この(1)式に基づいて求められた複素自己相関値Cor(j, t_i)が、atan演算部130に入力される。atan演算部130では、入力された★

$$\Delta\theta(j, t_i) = \text{atan}[\text{Im}\{\text{Cor}(j, t_i)\} / \text{Real}\{\text{Cor}(j, t_i)\}] \dots (2)$$

に基づいて求められ、この位相差Δθ(j, t_i)から、走査線j、深さt_iにおける速度V(j, t_i)★

$$V(j, t_i) = (\Delta\theta(j, t_i) \cdot C) / (4\pi f_0 T) \dots (3)$$

但し、Cは被検体内の音速、f₀は超音波の中心周波数、Tは超音波送受信の繰り返し周期を表わす。に従って求められる。

【0015】以上の演算を、深さt_iをインクリメントしながら、また走査線番号jをインクリメントしながら繰り返すことにより、その画面についての血流速度が求められる。図39(d)は、上述のようにして算出された血流速度を、ある走査線について表現したものである。

【0016】ここで、図37に示す従来例では、メモリ122、124に格納された信号を読み出してMTIフィルタ126を経由させ、これにより血流情報を抽出す

*は図39(b)のようになる。ここで、血流速度或いは組織の動きを検出するための信号をC_j(1)で表現する。jは走査線番号、1は同一走査線方向における繰り返し番号である。高速の血流速度まで検出したい場合は、図39(a)のように繰り返し周期を短く、また、低速まで検出する場合には、図39(b)のように、同一走査線方向に対する繰り返し周期を長くするのが一般的である。ここで走査線j方向の、繰り返し得られる直交検波信号を図39(c)のように、{R_j(1), I_j(1)}, {R_j(2), I_j(2)}, {R_j(3), I_j(3)}, …のように表現する。

【0011】このとき、図37に示す複素自己相関演算部128、atan演算部130では図40に示すような演算が行なわれる。画面が更新されると、先ず走査線番号jと、深さt_i(図38(c)に示す時刻t_iに対応する)の初期設定が行なわれ、走査線番号jの走査線上の、指定された深さt_iにおける直交検波信号

※【0012】尚、ここではMTIフィルタ126の入出力の前後の信号に同一の符号を用いている。

【0013】

【数1】

★複素自己相関値Cor(j, t_i)に基づいて、走査線j、深さt_iにおける位相差Δθ(j, t_i)が、式

★が、式

ると説明したが、内部組織の動きを検出する場合は、内部組織の動きの情報を表わす信号成分は血流情報を表わす信号成分と比べそのパワーが格段に大きいため、血流情報を除去する必要はなく、MTIフィルタ126をバイパスさせた信号に関して上述した演算を行なうことにより、内部組織の動きの様子を知ることができる。

【0017】更に別の従来例について説明する。特公昭62-44494号公報には、心臓血流の速度を画像表示する超音波ドプラ診断装置が示されている。これは、被検体内からの反射超音波を受信し、反射超音波が受けたドプラ効果を超音波キャリア周波数の偏移として検出するものであり、この検出手法はパルスベア法と呼ばれ

11

ている。

【0018】図41は、従来の超音波ドプラ診断装置の概要を示す図である。超音波診断装置の一般的な技術的事項については広く知られているため、ここではパルス波法に関連する事項を中心に説明する。複数配列された超音波振動子201に向けて送信回路202から各所定のタイミングでパルス信号が送信され、これにより超音波振動子201から被検体（図示せず）の内部の所定方向に超音波パルスが送波される。被検体内に送波された超音波は被検体内部で反射しその反射した超音波は超音波振動子201で受信され受信回路203に入力されて整相加算され、これにより被検体内の所定方向の情報を担持する受信信号が生成される。この受信信号は直交検波回路204で直交検波され、これにより互いに直交する2つの信号 $h_{c,i}(t)$ 、 $h_{s,i}(t)$ が得られる。ここで i は、被検体内の所定方向への超音波パルスを繰り返し送波したときの1番目の送波に対応した信号であることを意味し、 t は、各送波毎の各基準時を基点とした時刻を表わしている。これら2つの信号 $h_{c,i}(t)$ 、 $h_{s,i}(t)$ は、それら2つの信号 $h_{c,i}(t)$ 、 $h_{s,i}(t)$ を組合わせることにより複素信号 $[h_{c,i}(t) + j h_{s,i}(t)]$ と観念される。

【0019】この複素信号 $h_{c,i}(t)$ 、 $h_{s,i}(t)$ の実数部 $h_{c,i}(t)$ 、虚数部 $h_{s,i}(t)$ は、それぞれ各A/D変換器205、206に入力され、所定の時間間隔毎にサンプリングされてデジタルの複素信号に変換され、メモリ207に一旦格納される。このメモリ207に格納された複素信号は、メモリ207から読み出されてMTIフィルタ208に入力される。このMTIフィルタ208は、入力された複素信号が担持するクラッタ成分の情報をカットし血流情報を抽出する低周波域カットフィ

$$\langle Z_{i+1} Z_i^* \rangle =$$

$$\langle X_{i+1} X_i + Y_{i+1} Y_i \rangle + j \langle Y_{i+1} X_i - Y_i X_{i+1} \rangle \quad \dots (4)$$

で与えられる。この(4)式より、繰り返し周期 T の間※ ※に生じる位相差 $\Delta\theta$ の期待値 $\langle \Delta\theta \rangle$ は、

$$\langle \Delta\theta \rangle =$$

$$\arctan [\langle Y_{i+1} X_i - Y_i X_{i+1} \rangle / \langle X_{i+1} X_i + Y_{i+1} Y_i \rangle] \quad \dots (5)$$

となる。ここで、送波された超音波パルスが非常に狭帯域であるとしたならば、検出された位相差 $\langle \Delta\theta \rangle$ と、被検体内部が動く（ここでは血流が存在する）ことによって生じるドプラ周波数 f_d との関係は、

$$\langle \Delta\theta \rangle = 2\pi f_d \cdot T \quad \dots (6)$$

となる。またそのときの動きの速度（ここでは血流速度） V は、

$$V = (c/2\omega_0) \cdot \langle \Delta\theta \rangle / T \quad \dots (7)$$

で与えられる。ここで、 c は被検体内部における音速（通常は、1540m/sec.）、 ω_0 は直交検波回路204（図41参照）において用いられる参照信号の参照角周波数である。

(7)

特開平7-303644

12

*ルタ等により構成される。MTIフィルタ208から出力された血流情報を表わす複素信号は一旦メモリ209に格納された後、メモリ209から読み出され、複素相関演算部210に入力される。

【0020】尚、組織の動きを算出する場合は、MTIフィルタ208をバイパスさせるか、あるいはMTIフィルタ208の特性を変更すればよい。これは、組織からの信号強度は、血流成分の信号強度に比べて格段に大きく、血流情報をカットしなくとも、組織からの反射信号に加担した複素信号が複素相関演算部210に入力されることになる。

【0021】複素相関演算部210では、1番目の送波に対応する複素信号と $i+1$ 番目の送波に対応する複素信号との間で複素相関演算が施され、複素相関値 $C_{i,i+1}(t)$ が算出される。この複素相関値 $C_{i,i+1}(t)$ は速度演算部211に入力されて被検体内の血流速度 V に変換される。その血流速度 V はデジタルスキャンコンバータ(DSC)212に入力されて表示用の信号に変換され、表示部213において、その血流速度分布が、被検体内の断層像に重畳されて例えばカラーで表示される。尚、断層像を得る手法は広く知られた技術であり、また、本発明は断層像を得る手法とは直接関係しないため、ここでは断層像を得る手法についての図示および説明は省略する。

【0022】図41に示すような超音波診断装置を用い、被検体内の所定方向に繰り返し周期 T 毎に送波し、これにより被検体内の所定方向のある観測点深さについて複素信号 $Z_i = X_i + j Y_i$ ($i=1, 2, 3, \dots$)が得られたものとする。このとき、図41に示す複素相関演算部210で得られる複素相関の期待値は、

【0023】次に、もう1つの従来例について説明する。図42は、従来の超音波診断装置の概要を示す図である。超音波診断装置の一般的な技術事項については広く知られているため、ここでは、被検体内の動きの速度および速度勾配を求めることに関連する事項を中心に説明する。

【0024】複数配列された超音波振動子301に向けて、送信回路302から、各所定のタイミングでパルス信号が送信され、これにより超音波振動子301から被検体（図示せず）の所定の深さ方向に延びる走査線に沿って超音波パルスが送波される。被検体内に送波された超音波は被検体内部で反射しその反射した超音波は超音

13

波振動子 301 で受信され受信回路 303 に入力されて遅延加算され、これにより、その走査線に沿う、被検体内の情報を担持する受信信号が生成される。この受信信号は直交検波回路 304 および検波回路 314 に入力される。

【0025】検波回路 114 では入力された受信信号が検波され、その検波された信号がデジタルスキャンコンバータ (DSC) 412 で表示用の信号に変換され、表示部 413 に、被検体の断層像が表示される。なお、断層像を得る手法は広く知られた技術であり、また後述する本発明は断層像を得る手法とは直接関係しないため、ここでは断層像を得る手法についてのこれ以上の詳細な図示および説明は省略する。

【0026】一方、直交検波回路 304 に入力された受信信号は、直交検波回路 304 を構成するミキサ 304a, 304b に入力される。ミキサ 304a, 304b には、制御信号発生部 305 から出力された各参照信号 $\cos \omega_0 t$, $\sin \omega_0 t$ も入力され、受信信号と乗算される。尚、 ω_0 は参照信号 $\cos \omega_0 t$, $\sin \omega_0 t$ の参照角周波数である。ミキサ 304a, 304b から出力された各信号は、ローパスフィルタ 304c, 304d に入力され、これらのローパスフィルタ 304c, 304d により低周波域側の信号が抽出される。ローパスフィルタ 304c, 304d から出力された信号は、A/D 変換器 306a, 306b によりデジタルの信号に変換され、これにより、互いに直交する 2 つの信号 $R_i(t)$, $I_i(t)$ が得られる。ここで i は、被検体内の所定方向への超音波パルスを繰り返したときの i 番目の送波に対応した信号であることを意味し、 t は、各送波毎の各基準時を基点とした時刻を表わしている。これら 2 つの信号 $R_i(t)$, $I_i(t)$ は、それら 2 つの信号 $R_i(t)$, $I_i(t)$ を組み合わせることにより、複素信号 $R_i(t) + j I_i(t)$ と観念される。但し j は虚数単位を表わす。

【0027】この複素信号 $R_i(t)$, $I_i(t)$ は、メモリ 307 に一旦格納される。このメモリ 307 に格納された複素信号は、メモリ 307 から読み出されて M^*

$$\begin{aligned} \langle C_{i,i+1} \rangle &= \\ \langle Z_{i+1} Z_i^* \rangle &= \\ \langle X_{i+1} X_i + Y_{i+1} Y_i \rangle + j \langle Y_{i+1} X_i - X_{i+1} Y_i \rangle & \dots (8) \end{aligned}$$

で与えられる。ただし、 $*$ は複素共役を表わす。この (8) 式より、繰り返し周期 T の間に生じる位相差 $\Delta \theta$ ※

$$\begin{aligned} \langle \Delta \theta \rangle &= \\ \arctan \{ \langle Y_{i+1} X_i - X_{i+1} Y_i \rangle / \langle X_{i+1} X_i + Y_{i+1} Y_i \rangle \} & \dots (9) \end{aligned}$$

となる。

【0031】またこの位相差の期待値 $\langle \Delta \theta \rangle$ とドブラ周波数 f_d との関係は、
 $\langle \Delta \theta \rangle = 2\pi f_d T \dots (10)$

(8)

特開平 7-303644

14

* T1 フィルタ等のクラッタ除去手段 308 に入力される。クラッタ除去手段 308 は、入力された複素信号が担持するクラッタ成分の情報をカットし血流情報を抽出する低周波域カットフィルタ等により構成される。血流速度の算出のためにはクラッタ成分の情報をカットし血流情報のみを抽出する必要があるが、血流情報のパワーと比べ組織成分の情報のパワーの方が圧倒的に大きいので、組織の速度等の算出のためには血流情報をカットする操作は通常は行われない。

【0028】メモリ 307 から読み出された複素信号は、血流速度を求めるか組織の速度を求めるかに応じて、クラッタ除去手段を経由した後、あるいはクラッタ除去手段 308 は経由せずに、切り替え器 309 を経由し、複素自己相関演算部 310 に入力される。複素自己相関演算部 310 では、被検体内の同一方向への i 番目の送波に対応する複素信号と $i+1$ 番目の送波に対応する複素信号との間で複素自己相関演算が施され、複素自己相関値 $C_{i,i+1}(t)$ が算出される。尚、図中の $\langle \dots \rangle$ は平均化演算 (期待値) を表わす。この複素自己相関値 $C_{i,i+1}(t)$ は速度及び速度勾配算出手段 311 に入力されて被検体内の血流速度もしくは組織の速度、速度勾配に変換される。

【0029】求められた速度ないし速度勾配は、デジタルスキャンコンバータ (DSC) 312 に入力されて表示用の信号に変換され、表示部 313 において、その速度分布ないし速度勾配分布が、例えば被検体内の断層像の表示と切り替えられて表示され、あるいはその断層像に重畳されて例えばカラーで表示される。図 42 に示すような超音波診断装置を用い、被検体内の所定方向に、繰り返し周期 T 毎に送波し、これにより被検体内に延びる所定の走査線上のある深さ位置 (観測点) について複素信号 $Z_i = X_i + j Y_i$ ($i=1, 2, 3, \dots$) が得られたものとする。

【0030】このとき、図 42 に示す複素自己相関演算部 310 で得られる複素自己相関の期待値 $\langle C_{i,i+1} \rangle$ は、

※の期待値 $\langle \Delta \theta \rangle$ は、

で与えられ、また検出できる最大ドブラ周波数 f_{dmax} は、
 $f_{dmax} = 1 / (2T) \dots (11)$

50 となる。

(9)

特開平7-303644

15

【0032】また、位相差の期待値 $\langle \Delta \theta \rangle$ と超音波の送波の方向の速度（血流速度ないし組織の速度） V は、 $V = (c/2\omega_0 T) \cdot \langle \Delta \theta \rangle$ …… (12) となる。ここで c は被検体内の音速、例えば $c = 1540 \text{ m/sec}$ である。前述の特公平5-43381号公*

$$dV/dz = (1/\Delta z) (V_{j+1} - V_j) \quad \dots\dots (13)$$

の演算により速度勾配を求めるものである。但し、添字 j は z 方向（深さ方向）の j 番目のサンプリング点に関するものであることを表わしており、 Δz は、 z 方向に並ぶ2つのサンプリング点の間隔を表わしている。尚、その2つのサンプリング点 j 、 $j+1$ で反射した超音波の受信信号の各時刻を t_j 、 t_{j+1} としたとき、 $\Delta t = t_{j+1} - t_j$ はその2つのサンプリング点 j 、 $j+1$ の間を超音波が往復する時間を表わし、したがって

$$\Delta z = c \cdot \Delta t / 2 \quad \dots\dots (14)$$

の関係が成立する。

【0033】

【発明が解決しようとする課題】ここで、1画面のデータを生成するのに要するデータ収集時間を概算してみる。繰り返し周期 $T = 200 \mu\text{sec}$ 、走査線本数64、同一方向に対する送信回数を9回（Bモード像用に1回、ドブラ検出用に8回）とすると、1フレームを構成するために要する時間は、

$$200 \mu\text{sec} \times 9 \times 64 = 115.2 \text{ msec}$$

となる。これは、フレームレートが約8（ $1/115.2 \text{ msec} = 8.6$ ）に相当する。このフレームレートは、診断上決して十分な速度とは言えない。一方、フレームレートを向上させようとして、同一方向に対する繰り返し回数を減らすことは、精度上問題がある。

【0034】フレームレートを向上させるためのポイントは、同一方向に送信する回数を減らすことにある。同一方向に対する送信回数を減らすと、速度検出のために用いる複素自己相関値のバラツキが大きくなるため、最終的に得られる速度 V の精度も低下してしまうが、図38に示すように、隣接する走査線や隣接する深さで得られる複素自己相関値も用いることによって、精度低下を避けることが考えられる。

【0035】図43は、このような考えに基づく従来の超音波診断装置の構成例を表わしたブロック図である。図37に示す従来例との相違点のみについて説明する。この図43に示す超音波診断装置は、atan演算部130の後段に平均処理部131が備えられている。この平均処理部131において、atan演算部130で求められた各走査線 j および各深さ t_i における各速度 $V(j, t_i)$ が、図37に示すように、隣接する走査線の方向（図38(a)）、あるいは1本の走査線の深さ方向（図38(b)）、あるいは、走査線方向と深さ方向との双方（図38(c)）に関して平均処理される。これによりフレームレートを落とさずに検出精度が向上すると考えられる。

16

*報に記載された速度勾配を求める手法は、上記(12)式のように求められた速度 V を、被検体内の深さ方向 z について微分ないし差分（以下「微分」で代表させる）すること、即ち、

【0036】しかし、図43に示すような平均処理方式では、検出精度の向上が十分であるとは言い難く、更なる検出精度の向上が望まれる。本発明は、上記事情に鑑み、フレームレートを落とさずして検出精度を向上させること、或いは、精度を低下させずしてフレームレートを向上させることを第1の目的とする。

【0037】また、従来の超音波診断装置は、図41を参照して説明したように、パルスベア法の原理に基づいて、血流速度等、被検体内部の動きの情報を得ているが、実際には、ランダム構造体からの反射信号としての受信信号は、位相差がランダムに変化したり、減衰の影響によって推定される速度にオフセットを持ったりするという、大きな誤差を含んでいる。

【0038】このため、この誤差を抑え、被検体内部の動きの情報を高精度に得ようとする試みがなされており、その1つが特開平3-286751号公報に提案されている。図44は、上記提案の手法をさらに発展させた手法を示した回路ブロック図である。

【0039】図41の従来例の各ブロックと対応するブロックには、図41に付した番号と同一の番号を付して示し、説明は省略する。受信回路203から出力された受信信号は、直交検波回路204_1に入力されて複素信号に変換され、さらにA/D変換回路205_1、206_1によりデジタルの複素信号に変換されて位相差算出部220に入力される。また受信回路203から出力された受信信号は、その受信信号を遅延時間 $\Delta \tau$ だけ遅延させるアナログ遅延線212を経由した後直交検波回路204_2に入力され、複素信号に変換され、A/D変換回路205_2、206_2を経由して位相差算出部220に入力される。受信信号を遅延線212で遅延させることは、被検体内の超音波パルスが送波された方向に沿う組織が、遅延時間 $\Delta \tau$ に対応した分だけ、一律に移動したことを模擬していることになる。

【0040】位相差算出部220では、もともと1つの受信信号から得られた2つの複素信号の位相差 $\Delta \theta$ が算出され、メモリ221に入力される。またこの位相差演算部220では、1回目の超音波パルスの送波に対応する受信信号と、同一方向への2回目の超音波パルスの送波に対応する受信信号との間の位相差 $\Delta \theta_{1,2}$ も求められ、メモリ221に格納される。この位相差 $\Delta \theta_{1,2}$ は、図41を参照して説明した、被検体内部のランダム構造に依存して大きく変化する位相差である。

【0041】その後、メモリ221から位相差 $\Delta \theta$ が読み出されて補正係数算出部222に入力され、補正係

(10)

特開平7-303644

17

数算部222では、補正係数 $\Delta\tau/\Delta\theta$ が算出されて補正演算部223に入力される。またメモリ221からは位相差 $\Delta\theta_{1,2}$ も読み出され、この位相差 $\Delta\theta_{1,2}$ は補正演算部223へ直接入力される。補正演算部223では、入力された位相差 $\Delta\theta_{1,2}$ に補正係数 $\Delta\tau/\Delta\theta$ が掛け算され、誤差の少ない高精度の時間差 $\Delta\theta_{1,2} \cdot \Delta\tau/\Delta\theta$ が算出される。この時間差 $\Delta\theta_{1,2} \cdot \Delta\tau/\Delta\theta$ は、組織パラメータ算出部224に入力される。組織パラメータ算出部224では、被検体内の各点について求めた時間差 $\Delta\theta_{1,2} \cdot \Delta\tau/\Delta\theta$ に基づいて、被検体内部の各点の硬さの程度を表す組織パラメータが求められ、この組織パラメータが表示部125に入力されて表示される。

【0042】ここで、時間差 $\Delta\theta_{1,2} \cdot \Delta\tau/\Delta\theta$ は、以下のように説明される。すなわち、位相差 $\Delta\theta$ は、上述したように、1つの受信信号を2系統に分け、一方を遅延時間 $\Delta\tau$ だけ遅延させ、それら2つの受信信号から求められたそれら2つの受信信号間の位相差である。すなわち、この位相差 $\Delta\theta$ は、位相差 $\Delta\theta_{1,2}$ と同様の誤差を含んだものである。したがって、位相変化が滑らかであってその位相変化を一次式で近似できるならば、すなわち、 $\Delta\theta$ と $\Delta\tau$ が比例するならば既知の遅延時間 $\Delta\tau$ に、それら位相差 $\Delta\theta_{1,2}$ 、 $\Delta\theta$ の比例量 $\Delta\theta_{1,2}/\Delta\theta$ を掛け算することにより、その間の被検体の移動量に対応する時間差 $\Delta\theta_{1,2} \cdot \Delta\tau/\Delta\theta$ が正確に求められる。

【0043】この図44を参照して説明した手法を用いると、一次近似が成立する範囲においては誤差は補正されるが、遅延時間 $\Delta\tau$ が極めて正確である必要があり、したがって高精度のアナログ遅延線212が必要となり、このことが装置のコストを引き上げる要因の1つとなる。また直交検波回路等も2系統必要となり、回路規模が増大化し、このこともコストアップの要因となり、また装置の小型化の要請にも反することとなる。

【0044】上記特開平3-286751号公報に記載された手法は、図44に示すように直交検波回路等を2系統備えたものではなく、1系統のみ備え、超音波パルスの送波毎に遅延線212を通したものと通さないものとを切り換えることが提案されているが、この場合、繰り返し周期の間に被検体が動いている場合が多いため、補正の効果が小さい。また遅延線を備える代わりに、遅延時間 $\Delta\tau$ に対応した量だけ超音波パルスの送波のタイミングを送波の繰り返し毎に変化させることも提案されているが、やはり被検体の動きにより補正の効果が失われることになる。

【0045】また、上記特開平3-286751号公報に記載された手法は、遅延の有無の受信信号間の位相差 $\Delta\theta$ を求めるにあたり、先ず各信号の位相がそれぞれ求められ、次に、位相が π から $-\pi$ に飛び変わる位相のラップアラウンドを考慮してそれらの位相どうしの差

18

(位相差 $\Delta\theta$)が算出されるが、通常の超音波受信信号ではラップアラウンドが数多く生じ、その補正が大変であるという問題もある。

【0046】本発明は、上記事情に鑑み、構成の比較的簡単な回路で被検体内部の動きを高精度に知ることが出来る超音波診断装置を提供することを第2の目的とする。さらに、従来の超音波診断装置においては、上述したように(12)式により速度 V を求め、(13)式に示すようにその速度 V を深さ方向(z 方向)に微分することにより、一応、速度勾配 dV/dz が算出されるが、被検体内の動きが速く、上述した(11)式に示す最大ドライブ周波数 $f_{d.o.s}$ を生じさせるドブラ偏移を越えるドブラ偏移を生じた場合に、算出される値に誤差を生じるという問題がある。

【0047】図45は、この問題点の説明図である。ある深さの2点A、Bについて本来求められるべき位相差をそれぞれ $\Delta\theta_A$ 、 $\Delta\theta_B$ としたとき、図45(a)に示すように $\Delta\theta_A$ は π 以内であり、 $\Delta\theta_B$ は π を越えたとする。ところが位相差は $-\pi \sim \pi$ の間でしか識別できず、したがって、図45(b)に示すように、 $\Delta\theta_A$ としては π に近い値が求められるが、 $\Delta\theta_B$ としては $-\pi$ に近い値が求められ、 2π だけ位相が飛ぶという位相のラップアラウンドの問題が生じる。上述した(12)式は、位相差 $\Delta\theta$ と速度 V は比例関係にあることを表わしており、(12)式に従って求められる速度 V も、図45(b)に示すような値をとることになる。したがって、(13)式に基づいて算出された速度勾配 dV/dz は、図45(c)に示すように、実際の速度勾配(図45(d))とはかけ離れた、大きな誤差を含むことがある。

【0048】本発明は、上記事情に鑑み、ラップアラウンドの問題を生じることなく、速度勾配を正確に算出することのできる超音波診断装置を提供することを第3の目的とする。

【0049】

【課題を解決するための手段】上記第1の目的を達成する本発明の第1の超音波診断装置は、被検体内の各走査線方向にそれぞれ複数回超音波を送信し被検体内で反射された超音波を受信して受信信号を得る超音波送受信器と、受信信号の直交検波出力を得る直交検波器と、直交検波出力の複素自己相関値を求める自己相関器と、複素自己相関値に基づいて被検体内の血流情報あるいは被検体内組織の動きの情報を求める動体情報検出器とを備えた超音波診断装置において、被検体内の所定点に近接する複数の点の複素自己相関値の平均的な値を求める平均演算器を備え、上記動体情報検出器が、その平均的な値に基づいて被検体内の血流情報あるいは被検体内組織の動きの情報を求めるものであることを特徴とする。

【0050】ここで、上記平均演算器は、上記所定点と同一深さの、その所定点に近接する複数の走査線上の点

19

の複素自己相関値の平均的な値を求めるものであってもよく、あるいは、上記平均演算器は、所定の走査線上の、互いに近接する複数の点の複素自己相関値の平均的な値を求めるものであってもよく、あるいは上記平均演算器は、上記所定点を二次元的に取り巻く複数の点の複素自己相関値の平均的な値を求めるものであってもよい。

【0051】ここで、上記「平均的な値」は、「平均値」であってもよいが、狭義の平均値に限られず、例えば中央値や、(最大値+最小値)/2等、平均的な値を指標するものであればよい。ただし以下簡単のため単に平均値と称することがある。また、上記第2の目的を達成する本発明の第2の超音波診断装置は、被検体内に超音波パルスを送波し被検体内で反射した超音波を複数の超音波振動子で受信し互いに整相加算することにより得られた、被検体内に延びる走査線に沿う超音波反射情報を担う受信信号に基づいて被検体の断層像を表示する手段と、被検体内の同一方向への超音波パルスの送波を複数回繰り返すことにより得られる、同一の走査線に沿う超音波反射情報を担う複数の受信信号に基づいて被検体内部の動きを検出する手段とを備えた超音波診断装置において、

(2_1) 整相加算前もしくは後の受信信号を所定の参照周波数 ω_0 の参照信号を用いて第1の複素信号に変換する複素信号変換手段

(2_2) 上記第1の複素信号から、互いに所定の時間差 $\Delta\tau$ だけずれた第2の複素信号および第3の複素信号を生成する時間ずれ複素信号生成手段

(2_3) 被検体内の所定の方向への超音波パルスの送波が繰り返されたときの、所定の方向への1番目の送波に対応する前記第2および第3の複素信号の、1番目の送波の基準時を起点とした時刻 t の時点における複素相関値 $C_{1,1}(t, \Delta\tau)$ と、所定の方向への1番目および $i+1$ 番目の送波に対応する前記第2の複素信号どうしの、各送波毎の各基準時を起点とした時刻 t における複素相関値 $C_{1,i+1}(t)$ とを算出する複素相関算出手段

(2_4) これらの複素相関値 $C_{1,1}(t, \Delta\tau)$ 、 $C_{1,i+1}(t)$ に基づいて、1番目の送波の時点と $i+1$ 番目の送波の時点との間に生じた、被検体内部の、時刻 t に対応する観測点の動きを表わす量を算出する動き量算出手段

を備えたことを特徴とするものである。

【0052】ここで、上記複素信号変換手段は、特定の構成に限定されるものではなく、例えば、上記本発明の第2の超音波診断装置が複数の超音波振動子で得られた複数のアナログの受信信号を整相加算する整相加算手段を備えたものであって、上記複素信号変換手段が、位相が互いに 90° 異なる2つのアナログの正弦波信号を参照信号として用いて整相加算後のアナログの受信信号を

(11)

特開平7-303644

20

直交検波することにより、その受信信号を、アナログの第1の複素信号に変換する直交検波器を備えたものであってもよく、あるいは、本発明の第2の超音波診断装置が、複数の超音波振動子で得られた複数のアナログの受信信号を整相加算する整相加算手段と、整相加算手段から出力されたアナログの受信信号をデジタルの受信信号に変換するA/D変換器とを備えたものであって、上記複素信号変換手段が、位相が互いに 90° 異なる2つのデジタルの正弦波信号を参照信号として用いてA/D変換器から出力されたデジタルの受信信号を直交検波することにより、その受信信号を、デジタルの第1の複素信号に変換する直交検波器を備えたものであってもよく、あるいは、本発明の第2の超音波診断装置が、複数の超音波振動子で得られた複数のアナログの受信信号を複数のデジタルの受信信号に変換するA/D変換器と、A/D変換器から出力された複数のデジタルの受信信号を整相加算する整相加算手段とを備えたものであって、上記複素信号変換手段が、位相が互いに 90° 異なる2つのデジタルの正弦波信号を参照信号として用いて、整相加算手段から出力されたデジタルの受信信号を直交検波することにより、その受信信号を、デジタルの第1の複素信号に変換する直交検波器を備えたものであってもよく、さらには、上記複素信号変換手段が、位相が互いに 90° 異なる2つのアナログもしくはデジタルの正弦波信号を参照信号として用いて、複数の超音波振動子で得られた複数のアナログの受信信号もしくはそれら複数のアナログの受信信号をそれぞれA/D変換することにより得られた複数のデジタルの受信信号それぞれを直交検波することにより複数のアナログもしくはデジタルの第1の複素信号に変換する直交検波器を備えたものであり、本発明の第2の超音波診断装置が、複素信号変換手段で得られた複数のアナログもしくはデジタルの第1の複素信号を整相加算することにより整相加算された、アナログもしくはデジタルの第1の複素信号を得る整相加算手段を備えたものであってもよい。

【0053】また、上記時間ずれ複素信号生成手段についても、特定の構成に限定されるものではなく、例えば、アナログの第1の複素信号の実数部および虚数部それぞれを、時間差 $\Delta\tau$ に対応する時間間隔 $\Delta\tau$ のクロックパルスからなるサンプリングクロックを用いてデジタル信号に変換することにより、デジタルの第2の複素信号およびデジタルの第3の複素信号を生成するA/D変換器を備えたものであってもよく、あるいは、上記時間ずれ複素信号生成手段は、アナログの第1の複素信号の実数部および虚数部それぞれを、被検体内の所定の方向に並ぶ複数の観測点の動きを表わす量を各観測点毎に順次算出する各演算時間間隔の整数分の1を上記時間差 $\Delta\tau$ とし、その時間差 $\Delta\tau$ に対応する時間間隔 $\Delta\tau$ のクロックパルスからなるサンプリングクロックを用いてデジタル信号に変換することにより、デジタルの第2の複

21

素信号およびデジタルの第3の複素信号を生成するA/D変換器を備えたものであってもよい。

【0054】また、上記時間ずれ複素信号生成手段は、アナログの第1の複素信号の実数部および虚数部それぞれを、被検体内部の所定の方向に並ぶ複数の観測点の動きを表わす量を各観測点毎に順次算出する演算時間間隔を一周期としたときの各周期内に上記時間差 $\Delta\tau$ の複数のクロックパルス有するサンプリングクロックを用いてデジタル信号に変換することにより、デジタルの第2の複素信号およびデジタルの第3の複素信号を生成するA/D変換器を備えたものであってもよく、さらには、上記時間ずれ複素信号生成手段は、アナログの第1の複素信号の実数部および虚数部双方を、上記時間差 $\Delta\tau$ だけ互いに位相がずれた複数のサンプリングクロックそれぞれを用いてデジタル信号に変換することにより、デジタルの第2の複素信号およびデジタルの第3の複素信号を生成するA/D変換器を備えたものであってもよい。

【0055】さらに、上記時間ずれ複素信号生成手段は、上記時間差 $\Delta\tau$ の整数分の1のサンプリング間隔のデジタルの第1の複素信号を間引くことにより、互いに時間差 $\Delta\tau$ だけずれたデジタルの第2の複素信号およびデジタルの第3の複素信号を生成する間引きフィルタとを備えたものであってもよい。さらには、上記時間ずれ複素信号生成手段は、デジタルの第1の複素信号を補間することにより、上記時間差 $\Delta\tau$ だけずれたデジタルの第2の複素信号およびデジタルの第3の複素信号を生成する補間手段を備えたものであってもよい。

【0056】また、上記時間ずれ複素信号生成手段は、上記のほか、例えば、アナログの第1の複素信号の実数部および虚数部それぞれを、所定のサンプリングクロックを用いて、第2の複素信号を含むデジタル信号に変換するA/D変換器と、そのデジタル信号に補間演算を施すことにより第3の複素信号を生成する補間演算手段とを備えたものであってもよく、あるいは、上記時間ずれ複素信号生成手段は、アナログの第1の複素信号の実数*

$$\Delta t(t)_{i,i+1} = [\Delta\theta_{i,i+1}(t) / \{\Delta\theta_{i,i}(t, \Delta\tau) - \omega_0 \Delta\tau\}] \cdot \Delta\tau \quad \dots\dots (15)$$

もしくはこの(15)式と等価な式に基づいて算出される。

【0058】また、上記動き量算出手段では、上記の動きを表わす量として、例えば、上記時間差 $\Delta t(t)_{i,i+1}$ 、その時間差と被検体内の音速 c とから算出される上記所定点の移動量、およびその移動量と所定の方向への送波の繰り返し周期 T とから求められる上記観測点の移動速度の中から選択された少なくとも1つが算出される。

【0059】また、上記動き量検出手段においては、複数の時間差 $\Delta\tau$ について平滑化された動きを表わす量を求めること、および/または、所定の方向への3回以上

(12)

特開平7-303644

22

*部および虚数部それぞれを、被検体内部の所定の方向に並ぶ複数の観測点の動きを表わす量を各観測点毎に順次算出する各演算時間間隔の整数分の1に対応する時間間隔のクロックパルスからなるサンプリングクロックを用いて、第2の複素信号を含むデジタル信号に変換するA/D変換器と、そのデジタル信号に補間演算を施すことにより第3の複素信号を生成する補間演算手段とを備えたものであってもよく、あるいは、上記時間ずれ複素信号生成手段は、アナログの第1の複素信号の実数部および虚数部それぞれを、被検体内部の所定の方向に並ぶ複数の観測点の動きを表わす量を各観測点毎に順次算出する各演算時間間隔を一周期としたときの各周期内に所定の時間差の複数のクロックパルス有するサンプリングクロックを用いて、第2の複素信号を含むデジタル信号に変換するA/D変換器と、そのデジタル信号に補間演算を施すことにより第3の複素信号を生成する補間演算手段とを備えたものであってもよく、さらには、上記時間ずれ複素信号生成手段は、アナログの第1の複素信号の実数部および虚数部双方を、互いに位相がずれた複数のサンプリングクロックそれぞれを用いて、第2の複素信号をデジタル信号に変換するA/D変換器と、そのデジタル信号に補間演算を施すことにより第3の複素信号を生成する補間演算手段とを備えたものであってもよい。

【0057】また、上記本発明の第2の超音波診断装置の上記動き量算出手段では、複素相関値 $C_{i,i}(t, \Delta\tau)$ から算出される、所定の方向への i 番目の送波に対応する第1および第2の複素信号の時刻 t の時点における位相差を $\Delta\theta_{i,i}(t, \Delta\tau)$ 、複素相関値 $C_{i,i+1}(t)$ から算出される、所定の方向への i 番目および $i+1$ 番目の送波に対応する第1の複素信号どうしの時刻 t の時点における位相差を $\Delta\theta_{i,i+1}(t)$ としたとき、所定の方向への i 番目および $i+1$ 番目の各送波における各超音波が観測点で反射した、各送波の各基準時を基点とした各時刻どうしの時間差 $\Delta t(t)_{i,i+1}$ が、式

の送波について平滑化された動きを表わす量を求めることが好ましい。さらに本発明の第2の超音波診断装置において、動き量算出手段で算出された動きを表わす量を所定の方向に空間微分することにより、その動きを表わす量の所定の方向の変化率を算出する空間微分手段を備えることが好ましく、また、第2の複素信号および上記第3の複素信号が担持する血流情報を、クラック成分の情報から分離して抽出する情報抽出手段を備えることが好ましく、さらには、動きを表わす量、及び/又は、その動きを表わす量に基づいて算出された量を、断層像に重畳して表示する表示手段を備えることが好ましい。

【0060】さらに、上記第3の目的を達成する本発明

23

の第3の超音波診断装置は、被検体内に超音波パルスを送波し被検体内で反射した超音波を受信することにより受信信号を得る超音波診断装置において、

(3_1) 受信信号を、互いに直交する2つの信号からなる複素信号に変換する複素信号変換手段

(3_2) 被検体内の深さ方向に延びる所定の走査線に沿う超音波パルスの送波が繰り返されたときの、その所定の走査線に沿う互いに異なる時点の送波の複素信号どうし、かつその走査線上の複数の各深さ位置それぞれにおける複素信号どうしの2次複素自己相関値を算出する2次複素自己相関演算手段

(3_3) 上記2次複素自己相関値に基づいて、被検体内部の速度勾配を算出する速度勾配算出手段を備えたことを特徴とする。

【0061】ここで、上記2次複素自己相関演算手段は、

(3_4) 上記所定の走査線上の互いに異なる深さ位置に対応する複素信号どうしの複素自己相関値を、互いに異なる各時点の送波に対応する複素信号それぞれについて算出した後、互いに異なる各時点の送波に対応する複素自己相関値どうしの複素自己相関値を算出するものであってもよく、

(3_5) 上記所定の走査線に沿う互いに異なる時点の送波の、互いに同一の深さ位置に対応する複素信号どうしの複素自己相関値を複数の深さ位置それぞれについて算出した後、互いに異なる深さ位置に対応する複素自己相関値どうしの複素自己相関値を算出するものであってもよく、

(3_6) 互いに異なる送波に対応する複素信号どうしの複素自己相関と深さ方向の複素自己相関との双方の演算を同時に行ってもよい。

【0062】上記(3_2)の2次複素自己相関演算手段は、(3_4)～(3_6)の全ての態様を含み、結果的に上記の2次複素自己相関値が算出されればよい。

また、上記(3_2)の2次複素自己相関演算手段は、

(3_7) 所定の走査線上の1つの深さ位置の速度勾配を求めるにあたり、1つの2次複素自己相関値を算出するものであってもよいが、

(3_8) その1つの深さ位置の速度勾配を求めるにあたり、複数の2次複素自己相関値、すなわち2次複素自己相関関数を算出するものであってもよい。

【0063】また、上記(3_2)の2次複素自己相関演算手段は、

(3_9) 上記所定の走査線に沿う互いに異なる時点の送波の、互いに同一の深さ位置に対応する複素信号どうしの複素自己相関値を複数の深さ位置それぞれについて算出し、次いで、所定の深さ位置の複素自己相関値と、複数の深さ位置それぞれの複素自己相関値との各複素自己相関値を算出するものであってもよい。

【0064】さらには、上記2次複素自己相関演算手段

(13)

特開平7-303644

24

は、

(3_10) 上記所定の走査線に沿う互いに異なる時点の送波の、互いに同一の深さ位置に対応する複素信号どうしの複素自己相関値を複数の深さ位置それぞれについて算出し、次いで、複数の深さ位置に対応する複素自己相関値からなる第1のセットと、その第1のセットを構成する複素自己相関値との重複が許容された、複数の深さ位置に対応する複素自己相関値からなる第2のセットとの複素自己相関演算を行うものであってもよい。

【0065】また、本発明の第3の超音波診断装置は、

(3_11) 上記(3_2)の2次複素自己相関演算手段が、所定の深さ位置の速度勾配を求めるために複数の深さ位置についての複数の2次複素自己相関値を求めるものであり、上記(3_3)の速度勾配算出手段が、これら複数の2次複素自己相関値それぞれの位相情報を求め、これらの位相情報に所定の奇関数を回帰させることによって所定の深さ位置の速度勾配を求めるものであってもよい。

【0066】この場合に、上記所定の奇関数が直線であることが好ましい。さらに、本発明の第3の超音波診断装置は、

(3_12) 上記(3_2)の2次複素自己相関演算手段が、所定の深さ位置の速度勾配を求めるために複数の深さ位置についての複数の2次複素自己相関値を求めるものであり、上記(3_3)の速度勾配算出手段が、上記2次複素自己相関値どうしの複素自己相関値を算出し、その複素自己相関値に基づいて上記所定の深さ位置の速度勾配を算出するものであってもよい。

【0067】また、上記(3_1)の複素信号変換手段には、典型的には、位相が互いに90°異なる2つの正弦波信号を参照信号として用いて上記受信信号を直交検波することにより、その受信信号を複素信号に変換する直交検波器が備えられる。また、上記本発明の第3の超音波診断装置には、上記(3_3)の速度勾配算出手段で算出された速度勾配を平滑化する平滑化手段を備えることが好ましく、また、上記複素信号が担持する血流情報を、クラッタ成分の情報から分離して抽出する情報抽出手段を備えることが好ましく、さらには、上記速度勾配を、断層像あるいはカラードブラ像に代えて、もしくは断層像あるいはカラードブラ像に、それら断層像あるいはカラードブラ像とは異なる色で重畳して、表示する表示手段を備えることが好ましい。

【0068】ここでカラードブラ像とは、血流や組織の動きを色に対応させて表示した画像をいう。

【0069】

【作用】血流速度や内部組織の動きの速度 $V(j, t_i)$ は、上述した(1)式に示す複素自己相関値 $Cor(j, t_i)$ を(2)式に従って逆正接(\tan^{-1})演算を行なって得た位相差 $\Delta\theta(j, t_i)$ と比例している(3式参照)。すなわち、速度 $V(j, t_i)$ は

(14)

特開平7-303644

25

複素自己相関値 $\text{Cor}(j, t_i)$ を非線形変換することにより求められる。

【0070】本発明者は、図43に示す従来例では、この非線形変換を行なった後の速度 $V(j, t_i)$ を平均処理しているため検出精度向上が十分でないことに想到し、本発明の第1の超音波診断装置を完成するに至ったものである。即ち、本発明の第1の超音波診断装置においては、非線形変換 (atan) 演算を行なう前の複素自己相関値の平均値を求め、その後、非線形変換 (atan) 演算を行なって速度を求める構成であるため、その検出精度ないしフレームレートを大幅に向上させることができる。

【0071】ここで、本発明の第1の超音波診断装置の平均処理によって、どの程度、フレームレートが上げられるかを、図38(a)を例に概算してみる。一般に、血流速度を検出するために、同一方向に8回の送信を行なったとしても、1回めのデータは、次データとは異なるクラッタ成分が混入するためデータとしては使えない。また、MTIフィルタとして2次のFIRフィルタを通すと、2個分のデータが減る。従って、この条件の場合では、(1)式のような複素自己相関に使えるデータは、 $n = 8 - 2 - 1 = 5$ 個となる。従って、(1)式の加算(サメーション)の個数は4個となる。

【0072】ここで、図38(a)のように隣接する3本の走査線について、平均処理を行う場合を考える。これは、隣接する3本の走査線程度なら、血流速度が極端に変化していることはないと考えられるためである。従って、(1)式で、サメーション個数が4個であったので、隣接する3走査線の和をとれば、 $4 \times 3 = 12$ 個のものの平均値を得ることができ、精度を向上させることができる。

【0073】また、同一走査線方向に対する繰り返し回数を6回まで減らしても、隣接する走査線3本の平均を*

26

*使えば、サメーション個数は $(6 - 2 - 1 - 1) \times 3 = 6$ 個となり、この場合であっても精度を損なうことはない。この場合は、フレームレートは、下記のように11まで上げることができる。

$$200 \mu \text{sec} \times 7 \times 64 = 89.6 \text{msec}$$

$$1 / 89.6 \text{msec} = 11.2$$

生体組織の動きを検出する場合は、更に、条件が良くなる。これは、動きを検出する場合には、MTIフィルタを通す必要がなく、データが失われることがないためである。また、隣接する走査線での変位の量があまり変化しないという条件が更に良くなるからである。

【0074】例えば、動きを検出するために、同一方向に4回送信したとする(他の条件は前記と同じ)。この場合、フレームレートは、下記のように15となる。

$$\text{サメーション個数 } 4 - 1 = 3$$

$$200 \mu \text{sec} \times 5 \times 64 = 64.0 \text{msec}$$

$$1 / 64 \text{msec} = 15.6$$

ここで、隣接する走査線3本の平均を使えば、同一方向の送信回数を2回まで減らしても、フレームレートを26まで上げることができる。

$$\text{【0075】サメーション個数 } (2 - 1) \times 3 = 3$$

$$200 \mu \text{sec} \times 3 \times 64 = 38.4 \text{msec}$$

$$1 / 38.4 \text{msec} = 26.0$$

以上、走査方向に平均する手段を述べたが、深さ方向に平均する場合や二次元的に平均する場合についても同様である。

【0076】次に、本発明の第2の超音波診断装置の原理について説明する。実数部成分のみを持つ受信信号 $x(t)$ は、次式のようにフーリエ級数展開の形式で表現することができる。

【0077】

【数2】

$$x_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} C(f) \cos \{2\pi f t + \alpha_1(f)\} df \quad \dots (16)$$

【0078】ここで、解析信号 $z_1(t)$ を、

$$z_1(t) = x_1(t) + j y_1(t) \quad \dots (17)$$

但し、 $y_1(t)$ は $x_1(t)$ のヒルベルト(Hilbert)変換を表す。と表現すると、(16)、(17)式から、

【0079】

【数3】

(15)

特開平7-303644

28

$$\begin{aligned}
 Z_1(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} C(f) \cos \{2\pi f t + \alpha_1(f)\} df \\
 &\quad + j \int_{-\infty}^{\infty} C(f) \sin \{2\pi f t + \alpha_1(f)\} df \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} C(f) \cos \{2\pi (f - f_0) t + \alpha_1(f) + 2\pi f_0 t\} df \\
 &\quad + j \int_{-\infty}^{\infty} C(f) \sin \{2\pi (f - f_0) t + \alpha_1(f) + 2\pi f_0 t\} df \\
 &= [h_c(t) + j h_s(t)] \exp [j 2\pi f_0 t] \\
 &= [h_c(t) + j h_s(t)] \exp [j \omega_0 t] \quad \dots (18)
 \end{aligned}$$

【0080】但し、 f_0 は直交検波の参照周波数、 ω_0 *れ実数部および虚数部であり、
 $= 2\pi f_0$ は直交検波の参照角周波数、 $h_c(t)$ 、 $h_s(t)$ 【0081】
 $h_s(t)$ は直交検波により得られる複素信号の、それぞれ* 【数4】

$$\begin{aligned}
 h_c(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} C(f) \cos \{2\pi (f - f_0) t + \alpha_1(f)\} df \\
 h_s(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} C(f) \sin \{2\pi (f - f_0) t + \alpha_1(f)\} df
 \end{aligned}$$

..... (19)

【0082】である。次に、解析信号 $z_1(t)$ が被検体内の所定方向に添って移動距離 Δx だけ全体に移動したと考えたときの解析信号を $z_2(t)$ とすると、解析信号 $z_2(t)$ は、解析信号 $z_1(t)$ を時間差 $\Delta \tau = \frac{2 \cdot \Delta x}{c}$ (‘2’ は超音波が移動距離 Δx の間を往復することを表す) だけずらした信号 $z_2(t) = z_1(t - \Delta \tau)$ となる。(18) 式を参照し、

$$\begin{aligned}
 z_2(t) &= z_1(t - \Delta \tau) \\
 &= [h_c(t - \Delta \tau) + j h_s(t - \Delta \tau)] \\
 &\quad \times \exp [j \omega_0 (t - \Delta \tau)] \\
 &= [h_c(t - \Delta \tau) + j h_s(t - \Delta \tau)] \\
 &\quad \exp [j \omega_0 t] \exp [-j \omega_0 \Delta \tau]
 \end{aligned}$$

..... (20)

となる。この(20)式を(18)式と比較すると、解析信号 $z_2(t)$ の、解析信号 $z_1(t)$ との位相差は、直交検波により生成された複素信号 $[h_c(t) + j h_s(t)]$ を移動距離 Δx に対応する時間差 $\Delta \tau$ だけずらしたことにより生じた位相差に、 $-\omega_0 \Delta \tau$ を加え合わせたものであることを意味している。

【0083】図1は、本発明の第2の超音波診断装置の★

$$\theta_1(t) = \arctan [h_c(t) / h_s(t)] \quad \dots (21)$$

を表している。また、 $\theta_1(t, \Delta \tau)$ で示される曲線は、直交検波信号 $[h_c(t) + j h_s(t)]$ を時間 $\Delta \tau$ だけずらした直交検波信号 $[h_c(t - \Delta \tau) + j h_s(t - \Delta \tau)]$ から得られる位相信号、すなわ

(16)

特開平7-303644

29

30

ち、

$$\theta_1(t, \Delta\tau) = \arctan [h_c(t - \Delta\tau) / h_s(t - \Delta\tau)] \quad \dots\dots (22)$$

である。この $\theta_1(t, \Delta\tau)$ の曲線は、 $\theta_1(t)$ の曲線を時間軸 t に沿って $\Delta\tau$ だけ移動したものに相当する。また $\theta_1(t, \Delta\tau) - \omega_0 \Delta\tau$ で示される曲線は、位相信号 $\theta_1(t, \Delta\tau)$ の曲線を $-\omega_0 \Delta\tau$ だけ図1の上下方向に移動した曲線である。さらに $\theta_2(t)$ は、位相信号 $\theta_1(t)$ を算出した受信信号を得るための超音波パルスの送波から周期 T だけ時間が経過した後に送波された超音波パルスの受信信号から得られた位相信号である。

【0085】ここで求めようとする量は、周期 T だけ時間が経過する間の被検体の移動量に対応する、図1に示す時間差 Δt を算出することである。図44を用いて説明したように、受信信号と、その受信信号を遅延時間 $\Delta\tau$ だけずらした信号との双方をそれぞれ直交検波して、時刻 t_0 におけるそれらの信号間の位相差 $\Delta\theta_1$ を求めると、この位相差 $\Delta\theta_1$ は、時刻 t_0 における複素相関値から、図1のA-C間の位相差として求められる。また、送波の間隔 T だけずれた時点の受信信号どうしから*

$$\Delta t = \frac{\text{A-D間位相差}}{\text{A-C間位相差}} \times (\text{A-E間時間差})$$

$$= \frac{\text{A-D間位相差}}{\text{A-B間位相差} + \text{B-C間位相差}} \times (\text{A-E間時間差})$$

$$= \frac{\Delta\theta_{1,2}(t)}{\Delta\theta_{1,1}(t, \Delta\tau) - \omega_0 \Delta\tau} \times \Delta\tau$$

…… (23)

【0090】となる。ここで $\Delta\theta_{1,2}(t)$ は超音波パルスの送波の繰り返しにより得られる複数の複素信号どうしの複素相関演算から算出される。また $\Delta\theta_{1,1}(t, \Delta\tau)$ は、直交検波信号 $[h_c(t) + j h_s(t)]$ と、この直交検波信号を $\Delta\tau$ だけずらした直交検波信号 $[h_c(t - \Delta\tau) + j h_s(t - \Delta\tau)]$ との間の位相差として算出される。

【0091】すなわち、本発明の第2の超音波診断装置によれば、直交検波回路等の複素信号変換回路において生成された、本発明の第2の超音波診断装置にいう第1の複素信号を $\Delta\tau$ だけずらすことにより、本発明の第2の超音波診断装置にいう第2の複素信号が生成され、それら第1及び第2の複素信号どうしの位相差(図1に示すA-B間位相差 $\Delta\theta_{1,1}(t, \Delta\tau)$)が求められる。したがって、本発明の第2の超音波診断装置によれば、複素信号変換回路は、本質的に一系統のみで済み、構成の簡単な回路で被検体の動きが高精度に求められ

*得られる位相差 $\Delta\theta_{1,2}$ で求めると、この位相差 $\Delta\theta_{1,2}$ はA-D間位相差として求められる。

【0086】A-C間位相差 $\Delta\theta_1$ とA-D間位相差 $\Delta\theta_{1,2}$ が求められると、比例関係により、

$$\Delta t = \Delta\theta_{1,2} \cdot \Delta\tau / \Delta\theta_1$$

が求められる。図44を参照して説明した従来の手法では、受信信号を遅延させて遅延前後の受信信号がそれぞれ直交検波されている。

【0087】本発明の第2の超音波診断装置は、A-C間位相差を直接求める代わりに、位相信号 $\theta_1(t)$ を時間差 $\Delta\tau$ だけ遅らせた位相信号 $\theta_1(t, \Delta\tau)$ を生成し、それらの位相信号間の位相差、即ちA-B間位相差 $\Delta\theta_{1,1}(t, \Delta\tau)$ を求め、これにB-C間位相差 $-\omega_0 \Delta\tau$ を加算することによりA-C間位相差を求めるようにしたものである。

【0088】すなわち、時間差 Δt は、

【0089】

【数5】

る。また、複素信号変換回路は一系統のみであっても、上述した特開平3-286751号公報に記載された直交検波回路を一系統のみ備えた場合と異なり、一回の送波で $\Delta\tau$ 離れた第2及び第3の複素信号を同時に得ることができる。したがって、繰り返しの間に被検体が動いてしまい、補正効果が小さくなるという問題はなくなる。

【0092】次に、本発明の第3の超音波診断装置の原理について説明する。前述した従来例では、複素信号を、(9)式および(12)式に従って一旦速度 V に変換し、その後、(13)式に示すように、その速度 V を深さ方向(z 方向)に微分することにより、その速度 V の深さ方向の勾配 dV/dz を算出していたために生じたものである。前述したように、速度 V の誤差は、図45(a)のように極座標系で角度が π を越える所で生ずる。深さA点と深さB点の位相差は、本来、 $\Delta\theta_1 - \Delta\theta_2$ であるのに対し、従来は一旦速度 V に変換していた

(17)

特開平7-303644

31

32

ため、等価的に、

$$(\Delta\theta_B - 2\pi) - \Delta\theta_A = (\Delta\theta_B - \Delta\theta_A) - 2\pi \quad \dots\dots (24)$$

なる演算をする結果となり、 2π の誤差を算出してしま
うのである。

【0093】これを解決するために、本発明では、所定
の同一走査線に沿う超音波の送波を繰り返す間（以下、
これを「繰り返し方向」と称する）の複素自己相関値 *

$$V = (c/2\omega_0 T) \langle \Delta_i \theta \rangle \quad \dots\dots (25)$$

と表記する。ここでは（12）式に示す微分（ないし差
分）を表わす記号 Δ を、繰り返し方向に関する微分（な
いし差分）であることを明示するために Δ_i と置き換え
ている。すなわち、 $\langle \Delta_i \theta \rangle$ は、所定の同一走査線に※

$$\begin{aligned} dV/dz &= (1/\Delta z) (c/\omega_0 T) \{ \langle \Delta_i \theta_{j+1} \rangle - \langle \Delta_i \theta_j \rangle \} \\ &= (1/\omega_0 T \Delta t) \langle \Delta_i \Delta_i \theta \rangle \quad \dots\dots (26) \end{aligned}$$

と表わされる。ここで、 Δz は、 z 方向の j 番目の観測
点と $j+1$ 番目の観測点との間の距離、 Δ_i は、 z 方向
の微分（ないし差分）であることを意味している。すな
わち $\langle \Delta_i \Delta_i \theta \rangle$ は、繰り返し方向（ i 方向）の位相
差 $\Delta_i \theta$ の、深さ方向（ z 方向）の差分 $\Delta_i \Delta_i \theta$ の期
待値 $\langle \Delta_i \Delta_i \theta \rangle$ を表わしている。

【0095】ここで、 $\langle \Delta_i \Delta_i \theta \rangle$ の算出方法を、図
2を参照して説明する。図2は、同一走査線に沿って複
数回超音波を送波して、受信された複素信号データの集
合を模式的に示した、本発明の第3の超音波診断装置の★

$$\langle C_{i,j+1} (t_j) \rangle_i = \sum_i z_i(t_j) * z_{i+1}(t_j) \quad \dots\dots (27)$$

【0098】と表現される。但し、 $\langle \dots \rangle_i$ は繰り返し
方向 i に関する平均化演算、 $*$ は複素共役を表わす。こ
の平均化演算は、（27）式に示すように、繰り返し方
向 i に関する総和 Σ に置き換えられる。また、深さ t_{j+1}

$$\langle C_{i,j+1} (t_{j+1}) \rangle_i = \sum_i z_i(t_{j+1}) * z_{i+1}(t_{j+1}) \quad \dots\dots (28)$$

【0100】と表現される。ここで、（27）式と（2
8）式の複素自己相関値（これを、2次複素自己相関値◆

$$\langle C_{i,j+1} (t_j) \rangle_i * \langle C_{i,j+1} (t_{j+1}) \rangle_i \quad \dots\dots (29)$$

を演算し、次式より $\langle \Delta_i \Delta_i \theta \rangle$ が算出される。 * 【数8】

【0101】

$$\langle \Delta_i \Delta_i \theta \rangle$$

$$= \tan^{-1} \frac{\text{虚数部} [\langle C_{i,j+1} (t_j) \rangle_i * \langle C_{i,j+1} (t_{j+1}) \rangle_i]}{\text{実数部} [\langle C_{i,j+1} (t_j) \rangle_i * \langle C_{i,j+1} (t_{j+1}) \rangle_i]}$$

..... (30)

【0102】以上の演算を行うことによって、速度 V を
算出することなく、速度勾配 dV/dz が直接求められ
る。図45（b）に示すような「位相の飛び」が生じる
ような速度の場合であっても、（30）式で表現される
位相差の差（図45（a）に示す位相差 $\Delta\theta_A$ と位相差
 $\Delta\theta_B$ との差）が 2π を越えるような、被検体内の極め

*の、その走査線に沿う深さ方向（ z 方向）に対する複素
自己相関値を算出する。ここでは先ず、上述した（1
2）、（13）式を次のように変形する。（12）式に
対応して、

※沿う i 番目の送波と $i+1$ 番目の送波との間の位相差 Δ
10 $i \theta$ の期待値を表わしている。

【0094】また（13）式に対応して、速度勾配 dV
/ dz は、

★原理説明図である。この図2を参照して、本発明の1つ
の態様について説明する。尚、1回の送波に対する受信
信号の受信時刻 t_j は、走査線に沿う深さ位置に対応し
ているため、以下、時刻を表わす記号 t_j を深さ位置を
表わす記号としてもそのまま用いることとする。

20 【0096】深さ t_j における複素自己相関値は、
（8）式に従うと、

【0097】

【数6】

★ t_{j+1} における複素自己相関値は、同様に、

【0099】

【数7】

◆と称する)

* 【数8】

*

50 対して複数点（ $t_j, t_{j+1}, t_{j+2}, t_{j+3}, \dots$ ）

(18)

特開平7-303644

33

34

のデータを使う場合には、(29)式は以下のように表
現できる。

$$\begin{aligned} & \langle \langle C_{i,i+1}(t_j) \rangle_i \cdot \langle C_{i,i+1}(t_{j+1}) \rangle_i \rangle_j \\ &= \sum_j \left[\sum_i z_i(t_j) \cdot z_{i+1}(t_j) \right] \cdot \left[\sum_i z_i(t_{j+1}) \cdot z_{i+1}(t_{j+1}) \right] \\ & \dots (31) \end{aligned}$$

【0105】ここで、 $\langle \dots \rangle_j$ は深さ方向jに関する平
均化演算を表わしている。上式から、上記(30)式に
対応する位相差の差は、以下のように表現できる。

$$\begin{aligned} & \langle \Delta z \Delta t \theta \rangle \\ &= \tan^{-1} \frac{\text{虚数部} [\langle \langle C_{i,i+1}(t_j) \rangle_i \cdot \langle C_{i,i+1}(t_{j+1}) \rangle_i \rangle_j]}{\text{実数部} [\langle \langle C_{i,i+1}(t_j) \rangle_i \cdot \langle C_{i,i+1}(t_{j+1}) \rangle_i \rangle_j]} \\ & \dots (32) \end{aligned}$$

【0107】また、上記の説明は、繰り返し方向iにつ
いての複素自己相関値を算出した後、その複素自己相関
値の深さ方向jについての複素自己相関値を算出する演算
になっているが、演算の順序はこれに限るものではな
い。即ち、(31)式に相当するものとして次式を演算★

$$\begin{aligned} & \langle \langle C_{i,i+1}(t_j) \rangle_i \cdot \langle C_{i,i+1}(t_{j+1}) \rangle_i \rangle_j \\ &= \sum_j \sum_k \sum_i z_k(t_j) z_{k+1}(t_j) \cdot z_i(t_{j+1}) \cdot z_{i+1}(t_{j+1}) \\ & \dots (33) \end{aligned}$$

【0109】本発明の第3の超音波診断装置は、上記の
ように、速度Vを経由することなく速度勾配を求めるも
のであるため、位相のラップアラウンドの問題が生じる
ことなく、速度勾配が正確に求められる。尚、上述のよ
うに、本発明においては演算の順序は問われないが、繰
り返し方向(1番目と1+1番目の送波の間)の複素信
号どうしの複素自己相関値 $\langle C_{i,i+1}(t) \rangle$ の方を先
に求めると、速度勾配のみでなく、求めた複素自己相関
値 $\langle C_{i,i+1}(t) \rangle$ から、(9)式、(12)式に従
って速度Vを求めることができる。

【0110】また、本発明の第3の超音波診断装置にお
ける速度勾配算出手段は、(32)式、(26)式に基
づいて速度勾配 dV/dz をその都度算出するものであ

20★するものでもよく、次式のi, j, kに関する加算演算
の順序を入れ換えてもよい。

【0108】
【数11】

ってもよいが、2次複素自己相関値と速度勾配との対応
表、あるいは(32)式の演算結果と速度勾配との対応
表を記憶しておき、その記憶された対応表を用いて速度
勾配を求めるものであってもよい。以下に説明する本発
明の第3の超音波診断装置の種々の態様についても同様
である。

【0111】次に、図3および図4を参照して本発明の
第3の超音波診断装置の別の態様について説明する。深
さ $t_j, t_{j+1}, t_{j+2}, \dots$ (但し、 $t_{j+1} - t_j = \Delta$
40 t)における繰り返し方向1の各複素自己相関値は、

(27)式、(28)式と同様に、
【0112】
【数12】

(19)

特開平7-303644

35

36

$$\begin{aligned}
\langle C_{i, i+1}(t_j) \rangle_i &= \sum_{i=1}^5 Z_i(t_j) \cdot Z_{i+1}(t_j) \\
&= \sum_{i=1}^5 (X_i(t_j) X_{i+1}(t_j) + Y_i(t_j) Y_{i+1}(t_j)) \\
&\quad + j \sum_{i=1}^5 (X_i(t_j) Y_{i+1}(t_j) - X_{i+1}(t_j) Y_i(t_j)) \\
\langle C_{i, i+1}(t_{j+1}) \rangle_j &= \sum_{i=1}^5 Z_i(t_{j+1}) \cdot Z_{i+1}(t_{j+1}) \\
&= \sum_{i=1}^5 (X_i(t_{j+1}) X_{i+1}(t_{j+1}) + Y_i(t_{j+1}) Y_{i+1}(t_{j+1})) \\
&\quad + j \sum_{i=1}^5 (X_i(t_{j+1}) Y_{i+1}(t_{j+1}) - X_{i+1}(t_{j+1}) Y_i(t_{j+1})) \\
\langle C_{i, i+1}(t_{j+2}) \rangle_j &= \dots\dots\dots
\end{aligned}$$

..... (34)

【0113】と表現される(図3(b)参照)。ただしここでは、図示の都合上、意味のある繰り返しデータが $i=1 \sim 5$ の場合であるとして表現されている。ここで、例えば深さ t_{j+1} をある1つの所定の深さ位置とし、この所定の深さ位置に対応する(34)式の複素自*

* 己相関値 $\langle C_{i, i+1}(t_{j+2}) \rangle_j$ と、その近隣の各深さ位置に対応する、(34)式の各複素自己相関値 $\langle C_{i, i+1}(t_{j+2+k}) \rangle_j$ (但し k は、ずれ量 $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ である)との複素自己相関値(すなわち本発明にいう2次複素自己相関値)は、

$$R(k; t_{j+2}) = \langle C_{i, i+1}(t_{j+2+k}) \rangle_j \langle C_{i, i+1}(t_{j+2}) \rangle_j^* \quad \dots\dots (35)$$

と表わされる(図4(c)参照)。

※【0115】

【0114】ここで、(35)式から求められる位相は ※30 【数13】

$$\begin{aligned}
\angle R(k; t_{j+2}) &= \Delta_k \Delta_i \theta(j+2) \\
&= \tan^{-1} \frac{\text{虚数部}[R(k; t_{j+2})]}{\text{実数部}[R(k; t_{j+2})]}
\end{aligned}$$

..... (36)

【0116】と表わされる(図4(d)参照)。この位相 $\angle R(k; t_{j+2})$ は、深さ t_{j+2} の近傍がほぼ一定の速度勾配を持つ場合に、図5に示すように、ずれ量 k を変数としたとき原点を通るほぼ一直線上に位置する。これらの位相 $\angle R(k; t_{j+2})$ の傾きを算出すれば、被検体内の上記深さ位置 t_{j+2} の伸び縮みの量を算出することができる。これらの位相 $\angle R(k; t_{j+2})$ は、★

★図5からわかるように原点を通ることから、奇関数に回帰させることによりその傾きを求めることができる。ここでは奇関数の最も簡単な例として直線に回帰させる場合について説明する。またここでは簡単のため、 $k=0, \pm 1, \pm 2$ に限定した場合について説明する。ここで、

$$\begin{aligned}
y_0 &= \angle R(-2; t_{j+2}), \quad x_0 = j \\
y_1 &= \angle R(-1; t_{j+2}), \quad x_1 = j+1 \\
y_2 &= \angle R(0; t_{j+2}), \quad x_2 = j+2 \\
y_3 &= \angle R(1; t_{j+2}), \quad x_3 = j+3 \\
y_4 &= \angle R(2; t_{j+2}), \quad x_4 = j+4
\end{aligned} \quad \dots\dots (37)$$

とおく。このとき、下記(38)式を最小にするよう

である。

に、 a, b を定めることが、最小二乗近似(直線回帰) 50 【0117】

(20)

特開平7-303644

37

38

【数14】

$$e = \sum_{i=0}^4 (y_i - ax_i - b)^2 \quad \dots\dots (38)$$

【0118】ここで、

*【0120】とすれば、次式が成立する。

【0119】

【0121】

【数15】

【数16】

$$\frac{\partial e}{\partial a} = 0, \quad \frac{\partial e}{\partial b} = 0 \quad \dots\dots (39)$$

$$\begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum x_i^2 & \sum x_i \\ \sum x_i & n \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \sum x_i y_i \\ \sum y_i \end{pmatrix} \quad \dots\dots (40)$$

【0122】従って、位相 $\angle R(k; t_{j+2})$ の傾き ※【0123】
は、上記の場合係数 a として、 ※【数17】

$$a = \frac{n \sum x_i y_i - \sum y_i \sum x_i}{n \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} \quad \dots\dots (41)$$

【0124】のように算出できる。位相の傾きが求めら ★【0125】
れると、速度勾配は次式から算出される。 ★【数18】

$$\begin{aligned} dV/dz &= \frac{d}{dz} \left(\frac{c}{2\omega_0 T} \langle \Delta_i \theta(j+2) \rangle_i \right) \\ &= \frac{c}{2\omega_0 T} \frac{2}{c} \frac{d}{dt} \langle \Delta_i \theta(j+2) \rangle_i \\ &= \frac{1}{\omega_0 T \Delta t} \quad [\text{傾き } a] \quad \dots\dots (42) \end{aligned}$$

【0126】次に、本発明の第3の超音波診断装置のさらに異なる態様について、図6を参照して説明する。図6(b)は、図4(b)と同じく、各深さ t_j, j_{j+1}, \dots における繰り返し方向 i の複素自己相関値である。上記(34)式は、所定の深さ t_{j+2} における複素自己相関値 $\langle C_{i, i+1}(t_{j+2}) \rangle_i$ を基準にし、この複素自己相関値 $\langle C_{i, i+1}(t_{j+2}) \rangle_i$ と、この複素自己相関値 $\langle C_{i, i+1}(t_{j+2}) \rangle_i$ 近傍の各深さの複素自己相関値 $\langle C_{i, i+1}(t_{j+2+k}) \rangle_i$ との☆40

☆複素自己相関値を求めるものであるが、これに代わり、近傍の複数の深さ位置に対応するデータセットどうしの相関を算出してもよい。

【0127】例えば深さ t_{j+2} を中心にした3点のデータセットどうしの複素自己相関値は次式のようになる(図6(f)参照)。

【0128】

【数19】

$$R(k; t_{j+2}) = \sum_{m=j+2-1}^{j+2+1} \langle C_{i, i+1}(t_{m+k}) \rangle_i \langle C_{i, i+1}(t_m) \rangle_i^* \quad \dots\dots (43)$$

【0129】より一般的には、 t_{j+2} を中心に $(M+1)$ 点(但し、 M は偶数とする)からなるデータセットどうしの複素自己相関値は、

【0130】

【数20】

(21)

特開平7-303644

39

40

$$R(k; t_{j+2}) = \sum_{n=j+2-M/2}^{j+2+M/2} \langle C_{i, i+1}(t_{m+k}) \rangle_i \langle C_{i, i+1}(t_m) \rangle_i^*$$

..... (44)

【0131】になる。その後は、上記(36)～(42)式と同じ演算を行うことによって、速度勾配を算出することができる。上記では、(35)式ないし、(43)式ないし(44)式を用いて2次複素自己相関値 $R(k; t_{j+2})$ を求めた後、位相 $\angle R(k; t_{j+2})$ を奇関数(例えば直線)に回帰させることによってその位相の傾き求め、その位相の傾きから速度勾配を求めた*

*が、2次複素自己相関値 $R(k; t_{j+2})$ の k 方向に関する複素自己相関を算出し、その複素自己相関値に基づいて速度勾配を求めてもよい。例えば、 $R(0; t_{j+2}) \sim R(4; t_{j+2})$ が算出されているものとし、それらの複素自己相関

【0132】

【数21】

$$CR(t_{j+2}) = \sum_{k=1}^4 R(k; t_{j+2}) R(k-1; t_{j+2})^*$$

..... (45)

【0133】を算出すれば、深さ t_{j+2} における速度勾配は、

※【0134】

※【数22】

$$dV/dz = \frac{1}{\omega_0 T \Delta t} \tan^{-1} \frac{\text{虚数部}[CR(t_{j+2})]}{\text{実数部}[CR(t_{j+2})]}$$

..... (46)

【0135】として算出される。本発明の第3の超音波診断装置では、上述のような種々の態様のいずれにおいても、速度 V を経由することなく、位相のラップアラウンドの問題が生じることなく、速度勾配が正確に求められる。

【0136】

【実施例】以下、本発明の実施例について説明する。図7は、本発明の第1の超音波診断装置の一実施例の超音波診断装置における、血流速度の検出のための構成を表わしたブロック図である。この図、および後述する説明で参照する各図において、前述した従来例の構成と同一の構成部分については同一の番号、符号を付して示し、相違点のみについて説明する。

【0137】図7に示すブロック図には、従来例(図37、図43参照)と比べ制御部108、被検体111が明示されているが、これは本質的なことではなく、この実施例において本質的な点は、平均処理部129が、複素自己相関演算部128とatan演算部130との間に配置されている点である。この平均処理部129では、図43に示す平均処理部131とは異なり、非線形★

★変換(atan演算; 上記(2)式参照)を行なう前の、複素自己相関演算部128で求められた複素自己相関値の平均が求められる。

【0138】図8、図9、図10は、図7に示す超音波診断装置における各演算処理アルゴリズムを表わした図である。図8は、 m 本の走査線上の、深さ t_i の複素自己相関値を用いて血流速度を求めるアルゴリズムである。画面が更新されると、先ず走査線番号 k と深さ t_i の初期設定が行なわれ、走査線番号 k の走査線を中心とした m 本の走査線上の、深さ t_i における直交検波信号 $\{C_j(i)\}_{j=1}^{m+1} = \{R_j(i), I_j(i); j=1, \dots, n, j=k-m/2, \dots, k+m/2\}_{i=1}^{m+1}$ をメモリ122、124から読み出し、複素自己相関演算部128において各走査線 j 、深さ t_i における複素自己相関値が求められる。ここでは $m=3$ とすると、以下に示す3つの複素自己相関値 $Cor(k-1, t_i)$ 、 $Cor(k, t_i)$ 、 $Cor(k+1, t_i)$ が求められる。

【0139】

$$Cor(k-1, t_i) = \sum [C_{k-1}(i) \times C_{k-1}(i+1)^*]_{i=1}^{m+1}$$

$$Cor(k, t_i) = \sum [C_k(i) \times C_k(i+1)^*]_{i=1}^{m+1}$$

$$Cor(k+1, t_i) = \sum [C_{k+1}(i) \times C_{k+1}(i+1)^*]_{i=1}^{m+1}$$

..... (47)

次に平均処理部129においてこれらの複素自己相関値の平均値 $AVCor(k, t_i)$ が求められる。

【0140】

【数23】

(22)

特開平7-303644

41

42

$$\text{AVCor}(k, t_i) = \sum_{j=k-m/2}^{k+m/2} \text{Cor}(j, t_i) \quad \cdots (48)$$

【0141】ここで、この(48)式は加算値を表わす式であるが、後述の(49)式のように位相差を算出することを目的としている場合には、加算値であるか平均値であるかは本質的な問題ではない。従って、加算値を*

$$\Delta\theta(k, t_i) = \text{atan}[\text{Im}\{\text{AVCor}(k, t_i)\} / \text{Real}\{\text{AVCor}(k, t_i)\}] \quad \cdots (49)$$

によって求められ、この位相差 $\Delta\theta(k, t_i)$ を用い※10※で、速度 $V(k, t_i)$ が、式

$$V(k, t_i) = \{\Delta\theta(k, t_i) \cdot C\} / (4\pi f_0 T) \quad \cdots (50)$$

に従って求められる。

【0142】以上の演算を、深さ t_i をインクリメントしながら、また走査線番号 j をインクリメントしながら繰り返すことによりその画面についての血流速度が求められる。図9は、1本の走査線 k 上の隣接した複数(ここでは一例として3点とする)の各深さ $t = t_{i-1}, t_i, t_{i+1}$ の複素自己相関値を用いて血流速度を求めるアルゴリズムである。

【0143】画面が更新されると、先ず走査線番号 k と深さ t_i の初期設定が行なわれ、走査線番号 k の走査線★

$$\begin{aligned} \text{Cor}(k, t_{i-1}) &= \sum [C_k(i) \times C_k(i+1)^*]_{i=t_{i-1}-1, t_{i-1}, t_{i-1}+1} \\ \text{Cor}(k, t_i) &= \sum [C_k(i) \times C_k(i+1)^*]_{i=t_i-1, t_i, t_i+1} \\ \text{Cor}(k, t_{i+1}) &= \sum [C_k(i) \times C_k(i+1)^*]_{i=t_{i+1}-1, t_{i+1}, t_{i+1}+1} \end{aligned} \quad \cdots (51)$$

次に平均処理部129においてこれらの複素自己相関値 ☆【0145】

の平均値 $\text{AVCor}(k, t_i)$ が求められる。 ☆【数24】

$$\text{AVCor}(k, t_i) = \sum_{j=i-1}^{i+1} \text{Cor}(j, t_i) \quad \cdots (52)$$

【0146】上記(52)式に基づいて平均値 AVCo ◆0において、位相差 $\Delta\theta(k, t_i)$ が式
 $r(k, t_i)$ が求められた後に、 atan 演算部13◆

$$\Delta\theta(k, t_i) = \text{atan}[\text{Im}\{\text{AVCor}(k, t_i)\} / \text{Real}\{\text{AVCor}(k, t_i)\}] \quad \cdots (53)$$

に従って求められ、この位相差 $\Delta\theta(k, t_i)$ を用い* *て、速度 $V(k, t_i)$ が、式

$$V(k, t_i) = \{\Delta\theta(k, t_i) \cdot C\} / (4\pi f_0 T) \quad \cdots (54)$$

に従って求められる。

【0147】図10は、 m 本の走査線上の、各深さ $t = t_{i-1}, t_i, t_{i+1}$ の複素自己相関値を用いて血流速度を求めるアルゴリズムである。画面が更新されると、 40
先ず走査線番号 k と深さ t_i の初期設定が行なわれ、走査線番号 k の走査線を中心とした m 本の走査線上の、深さ $t = t_{i-1}, t_i, t_{i+1}$ における直交検波信号
 $\{C_j(i)\}_{i=t_{i-1}-1, t_{i-1}, t_{i-1}+1} = \{R_j(i), I_j(i)\}; i=1, \dots, n; j=k-m/2, \dots, k+m$

$$\begin{aligned} \text{Cor}(k-1, t) &= \sum [C_{k-1}(i) \times C_{k-1}(i+1)^*]_{i=t_{i-1}-1, t_{i-1}, t_{i-1}+1} \\ \text{Cor}(k, t) &= \sum [C_k(i) \times C_k(i+1)^*]_{i=t_i-1, t_i, t_i+1} \\ \text{Cor}(k+1, t) &= \sum [C_{k+1}(i) \times C_{k+1}(i+1)^*]_{i=t_{i+1}-1, t_{i+1}, t_{i+1}+1} \end{aligned}$$

*平均値として取扱うことができる。上記(48)式に基づいて平均値 $\text{AVCor}(k, t_i)$ が求められた後に、 atan 演算部130において、位相差 $\Delta\theta(k, t_i)$ が、式

★上の、深さ $t_i = t_{i-1}, t_i, t_{i+1}$ における直交検波信号 $\{C_k(i)\}_{i=t_{i-1}-1, t_{i-1}, t_{i-1}+1} = \{R_k(i), I_k(i)\}; i=1, \dots, n, \}$
 $i=t_{i-1}-1, t_{i-1}, t_{i-1}+1$ をメモリ122, 124から読み出し、複素自己相関演算部128において、走査線 k 上の深さ t_{i-1}, t_i, t_{i+1} における3つの複素自己相関値 $\text{Cor}(k, t_{i-1}), \text{Cor}(k, t_i), \text{Cor}(k, t_{i+1})$ が求められる。

【0144】

☆【0145】

☆【数24】

◆0において、位相差 $\Delta\theta(k, t_i)$ が式

$$\Delta\theta(k, t_i) = \text{atan}[\text{Im}\{\text{AVCor}(k, t_i)\} / \text{Real}\{\text{AVCor}(k, t_i)\}] \quad \cdots (53)$$

* *て、速度 $V(k, t_i)$ が、式

$$V(k, t_i) = \{\Delta\theta(k, t_i) \cdot C\} / (4\pi f_0 T) \quad \cdots (54)$$

／2} $i=t_{i-1}-1, t_{i-1}, t_{i-1}+1$ をメモリ122, 124から読み出し、複素自己相関演算部128において、各走査線 j 、各深さ t_i における複素自己相関値が求められる。ここでは $m=3$ とすると、以下に示す9つの複素自己相関値 $\text{Cor}(k-1, t), \text{Cor}(k, t), \text{Cor}(k+1, t); t=t_{i-1}, t_i, t_{i+1}$ が求められる。

【0148】

(23)

特開平7-303644

43

44

..... (55)

次に平均処理部129においてこれらの複素自己相関値
の平均値AVCor (k, t_i) が求められる。

$$\text{AVCor} (k, t_i) = \sum_{j=i-1}^{i+1} \sum_{t=t_{i-1}}^{t_{i+1}} \text{Cor} (j, t_i) \quad \text{..... (56)}$$

【0150】上記(56)式に基づいて平均値AVCo ※0において、位相差Δθ (k, t_i) が式
r (k, t_i) が求められた後に、atan演算部13※

$$\Delta \theta (k, t_i) = \text{atan} [\text{Im} \{\text{AVCor} (k, t_i)\} / \text{Real} \{\text{AVCor} (k, t_i)\}] \quad \text{..... (57)}$$

に従って求められ、この位相差Δθ (k, t_i) を用い★ ★て、速度V (k, t_i) が、式

$$V (k, t_i) = \{\Delta \theta (k, t_i) \cdot C\} / (4 \pi f_0 T) \quad \text{..... (58)}$$

に従って求められる。 ☆さt_i に於ける複素自己相関値は

【0151】図11は、図7に示す平均処理部の構成例 【0152】

を示したブロック図である。(1)式から走査線k、深☆ 【数26】

$$\begin{aligned} \text{Cor} (k, t_i) &= \sum_{i=1}^{n-1} [C_k (i) \times C_k (i+1)^*]_{t=t_i} \\ &= \sum_{i=1}^{n-1} [\{R_k (i) R_k (i+1) + I_k (i) I_k (i+1)\} \\ &\quad + j \{I_k (i) R_k (i+1) - R_k (i) I_k (i+1)\}] \quad \text{..... (59)} \end{aligned}$$

【0153】となる。走査方向に3走査線分の平均は

$$\begin{aligned} \text{AVCor} (k, t_i) \\ = \text{Cor} (k-1, t_i) + \text{Cor} (k, t_i) + \text{Cor} (k+1, t_i) \quad \text{..... (60)} \end{aligned}$$

であるので、k+1の走査線ではAVCor (k+1, ◆ ◆t_i)

$$\begin{aligned} &= \text{Cor} (k, t_i) + \text{Cor} (k+1, t_i) + \text{Cor} (k+2, t_i) \\ &= \text{AVCor} (k, t_i) + \text{Cor} (k+2, t_i) - \text{Cor} (k-1, t_i) \quad \text{..... (61)} \end{aligned}$$

となる。これは、1つ前の走査線の平均化された自己相 30*意味している。

関値AVCor (k, t_i) から、次の走査線での自己 【0154】深さ方向についても、深さ方向に3個分の
相関値AVCor (k+1, t_i) が算出されることを* 平均は

$$\begin{aligned} \text{AVCor} (k, t_i) \\ = \text{Cor} (k, t_{i-1}) + \text{Cor} (k, t_i) + \text{Cor} (k, t_{i+1}) \quad \text{..... (62)} \end{aligned}$$

従って、t_{i+1} の深さでは

$$\begin{aligned} \text{AVCor} (k, t_{i+1}) \\ = \text{Cor} (k, t_i) + \text{Cor} (k, t_{i+1}) + \text{Cor} (k, t_{i+2}) \\ = \text{AVCor} (k, t_i) + \text{Cor} (k, t_{i+2}) - \text{Cor} (k, t_{i-1}) \quad \text{..... (63)} \end{aligned}$$

が成立する。

【0155】図11において、複素自己相関演算部12
8からの出力は、(61)式第2項或いは(63)式の
第2項に相当する。メモリ129_1、129_2から
の出力値は、(61)式第3項或いは(63)式第3項
に相当する。第2項と第3項の減算を行うのが第一の加
減算器129_3、129_4である。第二のメモリ1
29_5、129_6には、(61)式第1項或いは
(63)式第1項が格納されている。第二の加減算器1
29_7、129_8において、第一の加減算器129

_3、129_4の出力と第二のメモリ129_5、1
29_6の出力との加算値が求められ、この加算値が、
更新された複素自己相関値である(61)式左辺或いは
(63)式左辺となる。

【0156】図8～図10に示すアルゴリズムは、図4
0に示す従来のアルゴリズムに比べて、複素自己相関演
算部128と平均処理部129の演算が一見複雑に見え
るが、複素自己相関演算部128については従来と同様
であり、また平均処理部129についても、図11に示
すように、簡単に実現することができる。図12は、本

(24)

特開平7-303644

45

発明の第1の超音波診断装置の他の実施例における、血流速度の検出のための構成を表わしたブロック図である。図7に示す実施例との相違点のみについて説明する。

【0157】このブロック図には、直交検波器116～複素自己相関演算部128が複数組備えられている。ビームフォーマ114で、1回の超音波送受信の際に近接した複数本の走査線を同時に得ることができることが知られており、このようにして同時に得た複数の走査線上の各深さ位置の各複素自己相関値の平均値を求めるように本発明を構成してもよい。

【0158】図13は、本発明の第1の超音波診断装置のもう1つの実施例における、血流速度検出のための構成を表わしたブロック図である。このブロック図も、1回の超音波送受信で複数の走査線を得るように構成されたものであるが、ここでは、トランスデューサアレイ112で得られた受信信号を、A/Dコンバータ113により先ずデジタル信号に変換し、その後デジタルビームフォーマ115により複数の走査線を形成し、その後複数のデジタルの直交検波器117それぞれにより各走査線についての直交検波信号を得るように構成されている。この場合、直交検波器117は、90度位相の異なる正弦波信号を乗算し、デジタルフィルタで高域をカットするようにしても良いし、デジタルフィルタで直交成分を算出してもよい。何れにしても本発明は、特定のビームフォーマの構成に限るものではないので、詳細説明は省略する。

【0159】以下、本発明の第2の超音波診断装置の好適な実施例について説明する。図14は本発明の第2の超音波診断装置の一実施例の概略構成図である。複数配列された超音波振動子201に向けて送信回路202から各所定のタイミングのパルス信号が送信され、これにより超音波振動子201から被検体（図示せず）の内部の所定方向にむけて超音波パルスが送波される。被検体内に送波された超音波は被検体内部で反射しその反射した超音波は超音波振動子201で受信され、受信回路203の内部で整相加算されて、受信信号が生成される。この受信信号は、複素信号変換回路204と検波回路213に入力される。

【0160】複素信号変換回路204には直交検波回路40が備えられており、入力された受信信号は直交検波さ

$$\begin{aligned} C_{i,j}(t, \Delta\tau) \\ &= [R_i(t) + jI_i(t)] \cdot \\ &\quad [R_i(t + \Delta\tau) + jI_i(t + \Delta\tau)] \end{aligned} \quad \dots\dots (64)$$

* は複素共役を表わす。により算出される。

【0165】また、複素相関演算部208では、引き続き送波により得られた第2の複素信号同士の間で複素相

$$\begin{aligned} C_{i,i+1}(t) \\ &= [R_i(t) + jI_i(t)] \cdot \\ &\quad [R_{i+1}(t) + jI_{i+1}(t)] \end{aligned} \quad \dots\dots (65)$$

46

*れ、本発明にいう第1の複素信号 $[h_{ci}(t) + jh_{si}(t)]$ が生成される。添字 c, s はそれぞれ余弦 (cosine)、正弦 (sine) を表し、 i は所定方向に向けた1番目の送波に対応する信号であることを表している。この第1の複素信号 $[h_{ci}(t) + jh_{si}(t)]$ は、時間差 $\Delta\tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段205に入力される。この時間差 Δ で離れた複数の複素信号を得る手段205では、この第1の複素信号 $[h_{ci}(t) + jh_{si}(t)]$ がデジタル化され、これによりデジタルの第2の複素信号が生成されると共に、その第2の複素信号とは時間差が $\Delta\tau$ だけずれた、デジタルの第3の複素信号が生成される。この第2の複素信号を、ここでは $[R_i(t) + jI_i(t)]$ と表記すると、第3の複素信号は、 $[R_i(t + \Delta\tau) + jI_i(t + \Delta\tau)]$ と表記することができる。尚、時間差 $\Delta\tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段205の詳細構成については後述する。

【0161】この時間差 $\Delta\tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段205で生成されたデジタルの第2及び第3の複素信号 $[R_i(t) + jI_i(t)]$ 、 $[R_i(t + \Delta\tau) + jI_i(t + \Delta\tau)]$ は、切り替え器207を経由して、あるいはMTIフィルタ等で構成されるクラッタ除去手段206、および切り替え器207の双方を経由して複素相関演算部208に入力される。

【0162】ここで、前述したように、血流情報を得ようとする時は、クラッタ除去手段206を経由させることによりクラッタ成分の除去が行われる。また、被検体内組織の動きの情報を得ようとする時は、組織反射信号に比べて、血流信号は非常に微弱であるので、特に血流情報の除去は行わなくても良い。ただし、血流情報の除去を行うフィルタを入れても良いことは勿論である。

【0163】複素相関演算部208に第2及び第3の複素信号 $[R_i(t) + jI_i(t)]$ 、 $[R_i(t + \Delta\tau) + jI_i(t + \Delta\tau)]$ が入力されると、複素相関演算部208では、それら第2の複素信号 $[R_i(t) + jI_i(t)]$ と第3の複素信号 $[R_i(t + \Delta\tau) + jI_i(t + \Delta\tau)]$ との間で、次式に示す複素相関演算が行われ、相関信号 $C_{i,i}(t, \Delta\tau)$ が生成される。

【0164】すなわち、相関信号 $C_{i,i}(t, \Delta\tau)$ は、式

関演算が行われ、相関信号 $C_{i,i+1}(t)$ が生成される。この相関信号 $C_{i,i+1}(t)$ は、

(25)

特開平7-303644

47

・は複素共役を表わす。により算出される。尚、複素相関演算部208の構成は従来広く知られており、ここではこの複素相関演算部208の構成についての詳細説明は省略する。

【0166】複素相関演算部208で算出された相関信号 $C_{i,j}(t, \Delta\tau)$ 、 $C_{i,j+1}(t)$ は、本発明にいう動き量算出手段の一例である速度算出手段209に入力され、被検体内の動きの速度信号が求められる。速度算出手段209の詳細構成については後述する。速度算出手段209で算出された速度信号は、直接、あるいは空間微分手段210を経由して、入力された信号を表示用の信号に変換するデジタルスキャンコンバータ211に入力される。

【0167】空間微分手段210は、FIRフィルタもしくは差分回路等により構成されており、入力された速度信号を、被検体内の超音波パルスが送波された所定方向について空間微分し、これにより、被検体の動きの速度の、その所定方向についての変化率が求められる。この空間微分手段210で求められた速度の変化率を表す信号もデジタルスキャンコンバータ211に入力される。

【0168】また、受信回路203で生成された受信信号は、検波回路213にも入力されて検波される。超音波振動子201からは被検体内の種々の方向に超音波パルスが送波され、検波回路213では多数の受信信号の検波が行われ、検波回路213からは、被検体内の、例えばBモード像、Mモード像等の断層像を担う信号が生成されてデジタルスキャンコンバータ211に入力される。

【0169】デジタルスキャンコンバータ211から出力された表示用の信号は、CRTディスプレイ等の表示画面を備えた表示部212に入力される。この表示部212には、被検体内の断層像が表示され、あるいはその断層像に重畳されて、被検体内の各点の動きの速度情報あるいは速度の変化率情報等が表示される。これにより被検体内の各観測点の「硬さ」がわかり、診断に役立てることができる。

【0170】図15は、図14にブロックで示す複素信号変換回路204の一構成例を示す回路ブロック図である。受信回路203から出力された、整相加算後のアナログの受信信号が、複素信号変換回路204を構成する2つのアナログ乗算器241、242に入力される。またアナログ乗算器241、242には位相が互いに90°ずれたアナログの正弦波信号 $\cos\omega_0 t$ 、 $\sin\omega_0 t$ が入力され、各アナログ乗算器241、242では、受信信号と各正弦波信号が互いに乗算される。各アナログ乗算器241、242から出力された信号は各ローパスフィルタ243、244を経由し、これにより高周波成分がカットされ、アナログの第1の複素信号 $[h_{c1}(t) + j h_{s1}(t)]$ が得られる。この第1の複素

48

信号 $[h_{c1}(t) + j h_{s1}(t)]$ の実数部 $h_{c1}(t)$ 、虚数部 $h_{s1}(t)$ は、図14にブロックで示す時間差 $\Delta\tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段205を構成する、あるいは、複素信号変換回路204と、時間差 $\Delta\tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段205との間に配置された、各A/D変換器531、532に入力される。各A/D変換器531、532にはサンプリングクロックSPCKが入力され、アナログの第1の複素信号 $[h_{c1}(t) + j h_{s1}(t)]$ がこのサンプリングクロックSPCKに従ってデジタルの第1の複素信号に変換される。

【0171】図16は、図14にブロックで示す複素信号変換回路204の他の構成例を示す回路ブロック図である。受信回路203から出力された、整相加算後の受信信号は、受信回路203と複素信号変換回路204との間に配置されたA/D変換器503に入力されデジタルの受信信号に変換される。このデジタルの受信信号が、複素信号変換回路204を構成する2つのデジタル乗算器811、821に入力される。各デジタル乗算器811、821には、位相が互いに90°ずれたデジタルの正弦波信号 $\cos\omega_0 t$ 、 $\sin\omega_0 t$ が入力され、各デジタル乗算器811、821では、受信信号と各正弦波信号とが乗算される。各デジタル乗算器811、821から出力された信号は、各デジタルローパスフィルタ831、841に入力され、高周波成分がカットされ、これによりデジタルの第1の複素信号が得られる。

【0172】図17は、デジタルの受信信号の整相加算を行うデジタルビームフォーマを備えた受信回路の例である。配列された複数の超音波振動子201で得られた複数の受信信号は、受信回路203を構成する複数のプリアンプ231_1、…、231_Nのそれぞれを経由した後、複数のA/D変換器232_1、…、232_Nのそれぞれでデジタルの受信信号に変換され、デジタルビームフォーマ233に入力される。デジタルビームフォーマ233では、入力された複数のデジタルの受信信号が整相加算されて、この受信回路203から出力される。この受信回路203から出力されたデジタルの受信信号は、受信回路203と複素信号変換回路204との間に配置されたトラッキングフィルタ534に入力される。このトラッキングフィルタ534は、超音波が被検体内を深さ方向に進行する間に、その超音波の、特に高周波成分が減衰するため、各深さ毎に適応的にフィルタ係数を変更して各深さ毎に最適な信号を抽出するフィルタである。トラッキングフィルタ534から出力された受信信号は、複素信号変換回路204に入力される。この複素信号変換回路204に入力された受信信号は、デジタルの受信信号であるため、この複素信号変換回路204は、図16に示すデジタル乗算器811、821とデジタルローパスフィルタ831、841で構成され

49

る。

【0173】図18は、受信回路と複素信号変換回路とが有機的に結合した回路構成の例を示す図である。配列された複数の超音波振動子201で得られた複数の受信信号は、複数のプリアンプ231_1, ..., 231_Nそれぞれを経由した後、それぞれが図15に示す複素信号変換回路と同様の構成を有する複数の直交検波器234_1, ..., 234_Nにそれぞれ入力される。各直交検波器234_1, ..., 234_Nからは、それぞれアナログの第1の複素信号が出力され、A/D変換器235_1_1, 235_1_2; ...; 235_N_1, 235_N_2でデジタルの第1の複素信号に変換され、デジタルビームフォーマ236で実数部どうし、虚数部どうしがそれぞれ整相加算される。デジタルビームフォーマ236から出力された、整相加算後の第1の複素信号は、トラッキングフィルタ534を経由し、図14にブロックで示す時間差 $\Delta\tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段205に入力される。

【0174】尚、図18は、直交検波器234_1, ..., 234_Nとしてアナログ信号を直交検波する直交検波器を備えた例であるが、図17に示すように、各プリアンプ231_1, ..., 231_Nから出力される受信信号をA/D変換し、その後デジタル信号を直交検波する直交検波器（図16に示す複素信号変換回路 参照）に入力し、それらの直交検波器の出力をデジタルビームフォーマ236に入力するように構成してもよく、あるいは図18に示すアナログの直交検波器234_1, ..., 234_Nの出力をアナログビームフォーマに入力してアナログの第1の複素信号のまま整相加算し、その後デジタルの第1の複素信号に変換してもよい。

【0175】図19、図20は、図14にブロックで示す、時間差 $\Delta\tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段205の各構成例を示した回路ブロック図、図21は、図19、図20に示す回路ブロックの動作原理を示すタイミングチャートである。図21に示すクロック信号CLKは、図14に示す速度算出手段209において被検体内部の所定方向に並ぶ各観測点毎の速度を順次算出するための、観測点どうしの間隔に対応する時間間隔を定めるクロック信号であり、サンプリングクロック信号SPCKは、図19、図20に示すA/D変換器（ADC）におけるサンプリングタイミングを定めるクロック信号である。

【0176】図19に示す回路ブロックには、図14に示す複素信号変換回路204としてアナログ信号を取扱う回路を備えた場合の、その複素信号変換回路204で生成されたアナログの複素信号 $[h_{c1}(t) + j h_{s1}(t)]$ が入力される。この入力された複素信号 $[h_{c1}(t) + j h_{s1}(t)]$ は実数部 $h_{c1}(t)$ 、虚数部 $h_{s1}(t)$ それぞれが、各A/D変換器251、252に入力され、制御信号発生部253から出力されたサン

(26)

特開平7-303644

50

プリングクロック信号SPCKに同期してサンプリングされ、デジタル信号に変換されてメモリ254に一旦格納される。

【0177】ここでサンプリングクロック信号SPCKを、図21(a)に示すように、クロック信号CLKと同一の繰り返し同期を有するサンプリングクロック信号とすると、上述した時間差 $\Delta\tau$ はクロック信号CLKの周期と同一の時間間隔となる。すなわち、この場合、クロック信号CLKの一周期分ずれた信号どうしが第2の複素信号 $[R_1(t) + j I_1(t)]$ および第3の複素信号 $[R_1(t + \Delta\tau) + j I_1(t + \Delta\tau)]$ とされる。

【0178】また、図19に示す構成において、図21(b)に示すように、クロック信号CLKの周期の整数分の1の周期のサンプリングクロック信号SPCKを用いてもよい。この場合、図21(a)の場合と比べ、観測点の間隔を同一とすると高速のA/D変換器を備える必要があるが、上述した時間差 $\Delta\tau$ として、図21(b)に示すサンプリングクロックSPCKのクロックパルス1つ分の時間間隔のほか、その2倍の時間間隔等、複数の時間間隔を選択することができ、それら複数の時間間隔それぞれを上述の時間差 $\Delta\tau$ とした演算を行い、それらの演算結果の平均を求めることができ、速度算出の精度を向上させることができる。この平均化処理については後述する。

【0179】また、図19に示す構成において、図21(c)に示すように、クロック信号CLKの各周期毎に複数（図21(c)に示す例では2つ）のクロックパルスを有するサンプリングクロック信号SPCKを用いてもよい。図21(c)に示す場合、サンプリングクロック信号SPCKを構成する、クロック信号CLKの各周期毎に2つのクロックパルス的一方および他方のクロックパルスでサンプリングされた信号がそれぞれ第2の複素信号 $[R_1(t) + j I_1(t)]$ および第3の複素信号 $[R_1(t + \Delta\tau) + j I_1(t + \Delta\tau)]$ となる。

【0180】また図20に示す回路ブロック図には、入力されたアナログの複素信号 $[h_{c1}(t) + j h_{s1}(t)]$ の実数部 $h_{c1}(t)$ 、虚数部 $h_{s1}(t)$ をそれぞれをデジタル信号に変換するために、各2つのA/D変換器251_1, 251_2; 252_1, 252_2が備えられている。これら4つのA/D変換器251_1, 251_2; 252_1, 252_2のうち、A/D変換器251_1, 252_1とA/D変換器251_2, 252_2には、図20(d)に示すように、互いに位相の異なる2つのサンプリングクロック信号SPCK1, SPCK2がそれぞれ入力される。これら2つのサンプリングクロック信号SPCK1, SPCK2のタイミングのずれが上述の時間差 $\Delta\tau$ となる。

【0181】図22は、図14にブロックで示す、時間

(27)

特開平7-303644

51

差 $\Delta\tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段205の他の構成例を示した回路ブロック図である。図22に示す回路ブロックには、図14に示す複素信号変換回路204で生成されたデジタルの複素信号 $[h_{ci}(t) + j h_{si}(t)]$ が入力される。この入力された複素信号 $[h_{ci}(t) + j h_{si}(t)]$ は、実数部 $h_{ci}(t)$ 、虚数部 $h_{si}(t)$ それぞれが、各間引きフィルタ255、256に入力される。

【0182】図23は、図22にブロックで示す間引きフィルタの構成例を示した回路図、図24はそのタイミングチャートである。間引きフィルタ255、256は同一構成のものであり、ここでは間引きフィルタ255を取り上げて説明する。この間引きフィルタ255には2つのD型フリップフロップ255a、255bが備えられており、これら2つのD型フリップフロップ255a、255bのデータ入力端子には、実数部のデジタル信号 $R(t)$ が入力される。このデジタル信号 $R(t)$ は、図24に示すように、上述した時間差 $\Delta\tau$ の整数分の1（ここではこの整数を1とする）のサンプリングクロック信号SPCKでサンプリングされた信号であり、図24に黒丸、白丸、および四角の記号で描かれた時系列データの集合である。また、これらのD型フリップフロップ255a、255bのクロック入力端子には、このサンプリングクロック信号SPCKが入力される。さらに、D型フリップフロップ255a、255bのリセット端子には、図24に示す各信号/EN1、/EN2がそれぞれ入力される。

【0183】このような構成により、各D型フリップフロップ255a、255bでは、デジタル信号 $R(t)$ が間引かれ、各D型フリップフロップ255a、255bからは、図24の、それぞれ白丸、四角の記号で示されるデータの各集合からなる、互いに時間差 $\Delta\tau$ だけずれた信号 $R_i(t)$ 、 $R_i(t+\Delta\tau)$ が出力される。図22に示すもう一方の間引きフィルタ256からも、同様にして、互いに時間差 $\Delta\tau$ だけずれた信号 $I_i(t)$ 、 $I_i(t+\Delta\tau)$ が出力される。これらの間引*

52

*きフィルタ255、256から出力された信号 $R_i(t)$ 、 $R_i(t+\Delta\tau)$ 、 $I_i(t)$ 、 $I_i(t+\Delta\tau)$ はメモリ254に一旦格納される。ここでは、信号 $R_i(t)$ 、 $I_i(t)$ の組合せ $[R_i(t) + j I_i(t)]$ および信号 $R_i(t+\Delta\tau)$ 、 $I_i(t+\Delta\tau)$ の組合せ $[R_i(t+\Delta\tau) + j I_i(t+\Delta\tau)]$ が、本発明にいうそれぞれ第2の複素信号、第3の複素信号である。

【0184】図25、図26は、図14にブロックで示す、時間差 $\Delta\tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段205のそれぞれ他の構成例を示した回路ブロック図である。図25を図19と対比すると、図25に示す回路ブロック図には補間演算手段255が備えられており、また、図19に示すメモリ254が図25では2つのメモリ254_1、254_2に分けて描かれている。

【0185】図25に示す回路で用いられるサンプリングクロック信号SPCKが、上述の時間差 $\Delta\tau$ だけずれたタイミングでサンプリングするものではない場合、例えば所望の時間差 $\Delta\tau$ は、図21(b)に示す時間差 $\Delta\tau$ であるにも拘らず、サンプリングクロック信号SPCKとして、図21(a)に示すようにクロック信号CLKと同一のクロック信号が用いられた場合、補間演算により所望の時間差 $\Delta\tau$ だけずれた複素信号を生成することができる。

【0186】図27は、図25に示す補間演算手段255における補間演算の一例を説明するための図である。入力された複素信号 $[h_{ci}(t) + j h_{si}(t)]$ のうちの实数部 $h_{ci}(t)$ が Δt 、間隔でサンプリングされ、図27に示すように Δt 、だけ離れた2つの時刻 t_1 、 t_2 においてそれぞれサンプリングす信号 $R_i(t_1)$ 、 $R_i(t_2)$ が得られたものとする。このとき、時刻 $t_1 + \Delta\tau$ の時点の信号 $R_i(t_1 + \Delta\tau)$ は、次式

【0187】

【数27】

$$R_i(t+\Delta\tau) = \frac{1}{\Delta t} \left\{ \Delta\tau \cdot R_i(t_2) + (\Delta t - \Delta\tau) \cdot R_i(t_1) \right\} \quad \dots\dots (66)$$

【0188】により求められる。虚数部についても同様である。図25に示す回路においては、A/D変換器251、252でデジタル化された信号は、そのまま、第2の複素信号 $[R_i(t) + j I_i(t)]$ としてメモリ254_1に格納される。また、A/D変換器251、252でデジタル化された信号は、補間演算手段255に入力され、上述の(66)式に従って実数部、虚数部双方について補間演算が行われ、これにより時間差 $\Delta\tau$ だけずれた第3の複素信号 $[R_i(t+\Delta\tau) + j$

$I_i(t+\Delta\tau)]$ が生成されてメモリ254_2に入力される。

【0189】尚、上記(66)式は1次補間を示す例であるが、補間演算手段255は1次補間を行うものに限られるものではなく、演算速度や必要とする補間精度等を考慮して任意の次数の補間を行うように構成してもよい。図26は、図20と同様の構成に補間演算手段255を付加した例であり、その動作は上述の図20、図25を参照した説明から自明であるため、ここで説明は省

(28)

特開平7-303644

53

略する。

【0190】上述のように、図14に示す、時間差 $\Delta\tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段205は、種々に構成することができる。図28、図29は、図14に示す速度算出手段209の各構成例を示す回路ブロック図である。図28に示す速度算出手段209には2つの位相差算出部291、292が備えられており、各位相差算出部291、292には、図14に示す複素相関演算部208で算出され相関信号 $C_{i,i+1}(t, \Delta\tau)$ 、 $C_{i,i+1}^* \Delta\theta_{i,i+1}(t)$

$$\Delta t = \frac{\Delta\theta_{i,i+1}(t, \Delta\tau) - \omega_0 \Delta\tau}{\Delta\theta_{i,i+1}(t, \Delta\tau) - \omega_0 \Delta\tau} \cdot \Delta\tau \quad \dots\dots (67)$$

【0192】のうち、 $\Delta\tau / \{\Delta\theta_{i,i+1}(t, \Delta\tau) - \omega_0 \Delta\tau\}$ の部分の演算結果が出力される。この位相差算出部291は、 $C_{i,i+1}(t, \Delta\tau)$ 、 ω_0 、 $\Delta\tau$ をアドレスとし、 $\Delta\tau / \{\Delta\theta_{i,i+1}(t, \Delta\tau) - \omega_0 \Delta\tau\}$ を格納データとするROMで構成することも可能である。位相差算出部291から出力された演算結果 $\Delta\tau / \{\Delta\theta_{i,i+1}(t, \Delta\tau) - \omega_0 \Delta\tau\}$ は、乗算器293に入力される。

【0193】また位相差算出部292は、位相信号 $C_{i,i+1}(t)$ の入力を受けて位相差 $\Delta\theta_{i,i+1}(t)$ を出力するものであり、この位相差算出部292も $C_{i,i+1}(t)$ をアドレスとし、 $\Delta\theta_{i,i+1}(t)$ を格納データとするROMで構成することができる。この位相差算出部292から出力された位相差 $\Delta\theta_{i,i+1}(t)$ も乗算器293に入力される。乗算器293では、2つの位相差算出部291、292からそれぞれ入力され※

$$V(t) = \frac{C}{2T} \cdot \langle \Delta\tau \rangle \quad \dots\dots (68)$$

【0195】に基づいて速度 $V(t)$ が算出される。一方、図29に示す速度算出手段209では、周期 T 、音速 c も位相差算出部291に入力され、位相差算出部291からは、図示の

【0196】

【数30】

$$V(t) = \frac{\Delta\tau}{\Delta\theta_{i,i+1}(t, \Delta\tau) - \omega_0 \Delta\tau} \cdot \frac{c}{2T} \quad 40$$

【0197】が出力される。したがって乗算器293では1回毎の速度 $V(t)$ が求められ、繰り返し i に関する平滑処理部294では、平均的な速度 $V(t)$ が求められる。図30、図32は、それぞれ、図14にブロックで示す速度算出手段209の他の各構成例を示す回路ブロック図である。

【0198】図30には、図28と対比し、位相差演算部291と乗算器293との間に $\Delta\tau$ に関する平滑化処理部296が備えられている点のみが異なっている。 $\Delta\tau$ に関する平滑化処理部296では、例えば図21

54

* (t) がそれぞれ入力される。また位相差算出部291には、複素信号変換回路204において複素信号 $[h_{c,i}(t) + j h_{s,i}(t)]$ を求めた際の参照角周波数 ω_0 、および上述の時間差 $\Delta\tau$ が、図14に示す装置全体を制御する図示しない全体制御部から入力され、この位相差算出部291からは、前述した(23)式、即ち、添字等をこの実施例に沿って書き直した次式

【0191】

【数28】

※た、 $\Delta\tau / \{\Delta\theta_{i,i+1}(t, \Delta\tau) - \omega_0 \Delta\tau\}$ と $\Delta\theta_{i,i+1}(t)$ が掛け算され、(67)式に示すように被検体の動き量に対応する時間差 Δt が求められる。この時間差 Δt は繰り返し i に関する平滑化処理部294に入力される。ここでは、被検体内の各同一の方向毎に例えば8回ずつ超音波が送波され、それら送波の間に複数の時間差 Δt が求められる。繰り返し i に関する平滑化処理部294では、これら複数回求められた時間差 Δt の平均的な値 $\langle \Delta t \rangle$ が求められる。この平均的な時間差 $\langle \Delta t \rangle$ は、速度変換部295に入力される。速度変換部295には、全体制御部(図示せず)から、同一方向への送波の繰り返し周期 T と、被検体内の、音速 c も入力され、次式

【0194】

【数29】

(b)のタイミングチャートに示すようにして複数の時間差 $\Delta\tau$ が求められた場合に、あるいは補間演算等により複数の時間差 $\Delta\tau$ が求められた場合に、位相差算出部291から出力された複数の時間差 $\Delta\tau$ それぞれに対応する複数の演算結果が時間差 $\Delta\tau$ に関して平滑化される。

【0199】図31は、 $\Delta\tau$ に関する平滑化の手法を示した図である。図31(a)は、複数の各時間差 $\Delta\tau$ が異なることにより、位相差算出部291(図30参照)から出力される複数の演算結果が単純に平均化されることを示し、図31(b)では、時間差 $\Delta\tau$ が異なることによって位相差算出部291から極端に離れた値(●印で示す)が出力された場合は、それら極端に離れた値を取り除いた残りを平滑化することを示している。尚、ここでは時間差 $\Delta\tau$ が異なることによる複数の演算結果を同一の重みで平均化しているが、時間差 $\Delta\tau$ が異なることにより重み付け平均を行ってもよい。このように、繰り返し i に関する平滑化処理部294で同一の方向に超音波パルスの送波を繰り返す間の平均化を行うだけでは

55

なく、時間差 $\Delta\tau$ についても複数の時間差 $\Delta\tau$ についての複素信号を求め、それらから求められる複数の演算結果の平均化を行うことにより、一層高精度な速度 $V(t)$ を求めることができる。

【0200】図32は図29と同様の構成に、 $\Delta\tau$ に関する平滑化処理部296を付加した例であり、その動作は、上述の図29、図30を参照した説明から自明であるため、ここでは説明は省略する。次にシミュレーションにより確認した本発明の第2の超音波診断装置の効果について説明する。

【0201】図33は、本発明の第2の超音波診断装置の効果を説明するための図である。図33(a)は、被検体内の所定の方向に沿う深さ方向の各観測点のモデル的な変位を示す図である。超音波パルスの1回目の送波と2回目の送波との間に被検体内に図示のような変位が生じたものとする。このような2回の送波を1つのペアとし、被検体をランダムな超音波散乱体であると仮定して、64組の信号を生成した。このとき、受信信号には、 S/N が60dBとなるようにランダムなノイズ成分を付加した。

【0202】同図(b)、(c)は、それぞれ、上述のようにして生成した信号に基づいて、従来のパルスペア法、本発明の手法により求めた変位の推定値 Δx とその標準偏差SDを示した図である。これらの図から明らかに、本発明の第2の超音波診断装置の手法を用いた方が、実際に与えた変位(同図(a)の Δx)により近似しており、また、推定値の標準偏差SDは、従来のパルスペア法(同図(b))では、変位の量に応じて大きく変化しているのに対して、本発明の第2の超音波診断装置手法を用いた場合はほぼ一定のばらつきで推定されている。

【0203】図34は、本発明の効果を説明するもう1つの図であり、受信信号の S/N を40dB(同図(a))、20dB(同図(b))とし、与えた変位 Δx を横軸にとって、パルスペア法と本発明の手法との間の標準偏差SDの相違を比較した図である。(a)の $S/N=40$ dBの場合は、パルスペア法と比べ本発明の手法の方が格段に推定精度がよく、同図(b)の $S/N=20$ dBにまで S/N が低下すると、差は小さくなるが、本発明の手法の方がパルスペア法よりも推定精度

【0204】次に、本発明の第3の超音波診断装置の実施例について説明する。図35は、本発明の第3の超音波診断装置の一実施例の構成図である。図42に示す従来例の各構成ブロックに対応する構成ブロックには、図42に付した番号と同一の番号を付して示し、相違点についてのみ説明する。図35に示す超音波診断装置における複素自己相関演算部410では、繰り返し方向(1番目と1+1番目の送波の間)の複素自己相関値 $\langle C_{i,i+1}(t) \rangle_i$ のみでなく、その複素自己相関値 $\langle C_{i,i+1}(t) \rangle_i$ の、深さ方向の複素自己相関値(2次複素自己相関値) $\langle \langle C_{i,i+1}(t_j) \rangle_i \rangle_j$ も求められ、それらの双方が、速度及び速度勾配算出手段411に入力される。速度及び速度勾配算出手段411では、複素自己相関値 $\langle C_{i,i+1}(t) \rangle_i$ を用い、(9)式、(12)式に基づいて速度 V が算出され、また2次複素自己相関値 $\langle \langle C_{i,i+1}(t_j) \rangle_i \rangle_j$ を用い、(32)式、(26)式に基づいて速度勾配 dV/dz が算出される。尚、速度及び速度勾配算出手段411は、速度 V や速度勾配 dV/dz を直接演算することに代え、複素自己相関値 $\langle C_{i,i+1}(t) \rangle_i$ と速度 V との対応表、2次複素自己相関値 $\langle \langle C_{i,i+1}(t_j) \rangle_i \rangle_j$ と速度勾配 dV/dz との対応表を、ROM等に記憶しておいて、その対応表を参照して、速度 V 、速度勾配 dV/dz を求めるものであってもよい。

(29)

特開平7-303644

56

【0205】また、図35に示す超音波診断装置には、速度及び速度勾配算出手段411で求められた速度勾配 dV/dt を平滑化する平滑化手段412が備えられている。この平滑化手段412は、速度及び速度勾配算出手段411で求められた速度勾配 dV/dz を統計的に安定させるためのものである。また、図35に示す実施例における複素自己相関演算部410は、上記の2次複素自己相関値 $\langle \langle C_{i,i+1}(t_j) \rangle_i \rangle_j$ に代えて、前述した(35)式ないし、(43)式ないし(44)式に基づく複数の2次複素自己相関値(2次複素自己相関関数) $R(k;t_{j+2})$ を算出するものであってもよい。その場合、速度及び速度勾配算出手段411では、その2次複素自己相関値 $R(k;t_{j+2})$ から求めた位相 $\angle R(k;t_{j+2})$ の奇関数への回帰により、あるいは(45)式、(46)に基づく演算により、もしくはその演算に代わる対応表を参照することにより、速度勾配が求められる。

【0206】図36は、本発明の超音波診断装置の他の実施例の模式図である。図35に示す実施例との相違点のみについて説明する。図36に示す実施例には、図35に示す実施例における複素自己相関演算部210に代えて、2つの複素自己相関演算部410a、410bが備えられている。このうち、複素自己相関演算部410aは、従来例(図42)における複素自己相関演算部110に相当し、繰り返し方向についての複素自己相関値 $\langle C_{i,i+1}(t) \rangle_i$ を求めるものである。この複素自己相関演算部410aで求められた複素自己相関値 $\langle C_{i,i+1}(t) \rangle_i$ は、もう1つの複素自己相関演算部410bに入力される。この複素自己相関演算部410bでは、入力された複素自己相関値 $\langle C_{i,i+1}(t) \rangle_i$ から2次複素自己相関値 $\langle \langle C_{i,i+1}(t_j) \rangle_i \rangle_j$ が求められる。

【0207】図37は、本発明の超音波診断装置の他の実施例の模式図である。図35に示す実施例との相違点のみについて説明する。図37に示す実施例には、図35に示す実施例における複素自己相関演算部210に代えて、2つの複素自己相関演算部410a、410bが備えられている。このうち、複素自己相関演算部410aは、従来例(図42)における複素自己相関演算部110に相当し、繰り返し方向についての複素自己相関値 $\langle C_{i,i+1}(t) \rangle_i$ を求めるものである。この複素自己相関演算部410aで求められた複素自己相関値 $\langle C_{i,i+1}(t) \rangle_i$ は、もう1つの複素自己相関演算部410bに入力される。この複素自己相関演算部410bでは、入力された複素自己相関値 $\langle C_{i,i+1}(t) \rangle_i$ から2次複素自己相関値 $\langle \langle C_{i,i+1}(t_j) \rangle_i \rangle_j$ が求められる。

57

【0207】また図36に示す実施例には、図35に示す実施例における速度及び速度勾配算出手段411に代えて、速度算出手段411aおよび速度勾配算出手段411bが備えられている。速度算出手段411aは複素自己相関値 $\langle C_{i,i+1}(t) \rangle_i$ と速度 V との対応表が格納されたROM等から構成されており、この速度算出手段411aには複素自己相関値 $\langle C_{i,i+1}(t) \rangle_i$ が入力され、速度 V に変換される。また速度勾配算出手段411bは、2次元複素自己相関値 $\langle \langle C_{i,i+1}(t_j) \rangle_i \cdot \langle C_{i,i+1}(t_{j+1}) \rangle_i \rangle_j$ と速度勾配 dV/dz との対応表が格納されたROM等から構成されており、この速度勾配算出手段411bには2次元複素自己相関値 $\langle \langle C_{i,i+1}(t_j) \rangle_i \cdot \langle C_{i,i+1}(t_{j+1}) \rangle_i \rangle_j$ が入力され、速度勾配 dV/dz に変換される。

【0208】図36に示す実施例においても、図35に示す実施例と同様に、複素自己相関演算部410bは、上記の2次元複素自己相関値 $\langle \langle C_{i,i+1}(t_j) \rangle_i \cdot \langle C_{i,i+1}(t_{j+1}) \rangle_i \rangle_j$ に代えて、前述した(35)式、ないし(43)式ないし(44)式に基づく複数の2次元複素自己相関値(2次元複素自己相関関数) $R(k; t_{j+2})$ を算出するものであってもよい。その場合、速度勾配算出手段411bでは、その複素自己相関値 $R(k; t_{j+2})$ から求めた位相 $\angle R(k; t_{j+2})$ の奇関数への回帰により、あるいは(45)式、(46)式に基づく演算により、もしくはその演算に代わる対応表を参照することにより、速度勾配が求められる。

【0209】これらの実施例から明らかなように、従来例(図42)における複素自己相関演算部310をもう1つ備え、もしくはその複素自己相関演算部310を兼用し、また速度算出のために従来用いられていたROM等からなる速度算出手段と同様の構成の速度勾配算出手段を備え、もしくは速度算出手段のROM等の容量を増やして速度勾配算出手段を兼用させることにより、速度勾配算出の機能を内蔵することができる。このように、本発明の第3の超音波診断装置は、従来の超音波診断装置の構成を崩すことなく、わずかな要素付加だけで正確な速度勾配を求めることのできる超音波診断装置が構成される。

【0210】

【発明の効果】以上説明したように、本発明の第1の超音波診断装置は、非線形変換(atan)演算を行なう前の複素自己相関値の平均値を求め、その後、非線形変換(atan)演算を行なって速度を求める構成を備えたものであるため、フレームレートを落とさずに血流速度や内部組織の動きの速度の検出精度を向上させ、あるいは、それらの検出精度を低下させずにフレームレートを向上させることができる。

【0211】また、本発明の第2の超音波診断装置によれば、直交検波回路等の複素信号変換手段を複数系統備

(30)

特開平7-303644

58

えることなく、比較的簡単な回路構成で被検体内の動きを表す量を高精度に求めることができる。さらに、本発明の第3の超音波診断装置によれば、速度ではラップアラウンドが生じていても、そのラップアラウンドの影響を受けずに速度勾配を算出することが可能である。また、本発明の第3の超音波診断装置によれば、従来例(特公平5-43381号公報)のように速度勾配を算出するための特別の演算器を設けることなく、あるいは、若干の演算器を追加するだけで速度勾配を算出することが可能となり、ハードの物的にも有利となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第2の超音波診断装置の原理説明図である。

【図2】本発明の第3の超音波診断装置の原理説明図である。

【図3】本発明の第3の超音波診断装置の原理説明図である。

【図4】本発明の第3の超音波診断装置の原理説明図である。

【図5】本発明の第3の超音波診断装置の原理説明図である。

【図6】本発明の第3の超音波診断装置の原理説明図である。

【図7】本発明の第1の超音波診断装置の一実施例における、血流速度の検出のための構成を表わしたブロック図である。

【図8】図7に示す超音波診断装置における演算処理アルゴリズムを表わした図である。

【図9】図7に示す超音波診断装置における演算処理アルゴリズムを表わした図である。

【図10】図7に示す超音波診断装置における演算処理アルゴリズムを表わした図である。

【図11】図7に示す平均処理部の構成例を示したブロック図である。

【図12】本発明の第1の超音波診断装置の他の実施例における、血流速度の検出のための構成を表わしたブロック図である。

【図13】本発明の第1の超音波診断装置もう1つの実施例における血流速度検出のための構成を表わしたブロック図である。

【図14】本発明の第2の超音波診断装置の一実施例の構成図である。

【図15】複素信号変換回路の一構成例を示す回路ブロック図である。

【図16】複素信号変換回路の一構成例を示す回路ブロック図である。

【図17】デジタルの受信信号の整相加算を行うデジタルビームフォーマを備えた受信回路の例である。

【図18】受信回路と複素信号変換回路とが有機的に結合した回路構成の例を示す図である。

(31)

特開平 7-303644

59

【図 19】図 14 にブロック図で示す、時間差 $\Delta \tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段の構成例を示した回路ブロック図である。

【図 20】図 14 にブロック図で示す、時間差 $\Delta \tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段の構成例を示した回路ブロック図である。

【図 21】図 19、図 20 に示す回路の動作原理を示すタイミングチャートである。

【図 22】図 14 にブロックで示す、時間差 $\Delta \tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段の構成例を示した回路ブロック図である。

【図 23】図 22 にブロックで示す、間引きフィルタの構成例を示した回路図である。

【図 24】間引きフィルタの動作を示すタイミングチャートである。

【図 25】図 14 にブロックで示す、時間差 $\Delta \tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段の構成例を示した回路ブロック図である。

【図 26】図 14 にブロックで示す、時間差 $\Delta \tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段の構成例を示した回路ブロック図である。

【図 27】図 25 に示す補間演算手段における補間演算の一例の説明図である。

【図 28】図 14 に示す速度算出手段の構成例を示す回路ブロック図である。

【図 29】図 14 に示す速度算出手段の構成例を示す回路ブロック図である。

【図 30】図 14 に示す速度算出手段の構成例を示す回路ブロック図である。

【図 31】 $\Delta \tau$ に関する平滑化の手法を示した図である。

【図 32】図 14 に示す速度算出手段の構成例を示す回路ブロック図である。

【図 33】本発明の第 2 の超音波診断装置の効果を説明するための図である。

【図 34】本発明の第 2 の超音波診断装置の効果を説明するもう 1 つの図である。

【図 35】本発明の第 3 の超音波診断装置の一実施例の構成図である。

【図 36】本発明の第 3 の超音波診断装置の他の実施例の模式図である。

【図 37】従来の超音波診断装置における血流速度の検出のための構成を表わしたブロック図である。

【図 38】血流速度を求める場合の、被検体内部の走査

60

線を模式的に表わした図である。

【図 39】従来例の動作説明図である。

【図 40】従来の演算アルゴリズムを表わした図である。

【図 41】従来の超音波診断装置の構成例を表わしたブロック図である。

【図 42】従来の超音波診断装置の概要を示す図である。

【図 43】従来の提案に沿う手法をさらに発展させた手法を示した回路ブロック図である。

【図 44】従来の超音波診断装置の概要を示す図である。

【図 45】従来の問題点の説明図である。

【符号の説明】

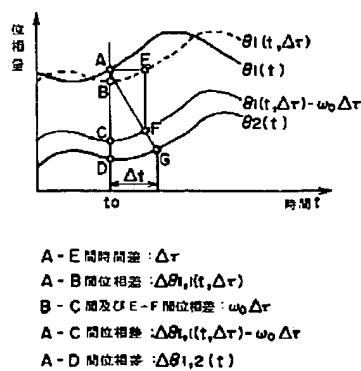
- 110 送信部
- 112 トランスデューサアレイ
- 114 ビームフォーマ
- 116 直交検波部
- 126 MTI フィルタ
- 128 複素自己相関演算部
- 129 平均処理部
- 130 atan 演算部
- 201 超音波振動子
- 202 送信回路
- 203 受信回路
- 204 複素信号変換回路
- 205 時間差 $\Delta \tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段
- 206 クラッタ除去手段
- 207 切り替え器
- 208 複素相関算出部
- 209 速度算出手段
- 210 空間微分手段
- 211 デジタルスキャンコンバータ
- 212 表示部
- 213 検波回路
- 301 超音波振動子
- 304 直交検波回路
- 308 クラッタ除去手段
- 313 表示部
- 410, 410a, 410b 複素自己相関演算部
- 411 速度及び速度勾配算出手段
- 411a 速度算出手段
- 411b 速度勾配算出手段
- 412 平滑化手段

(32)

特開平7-303644

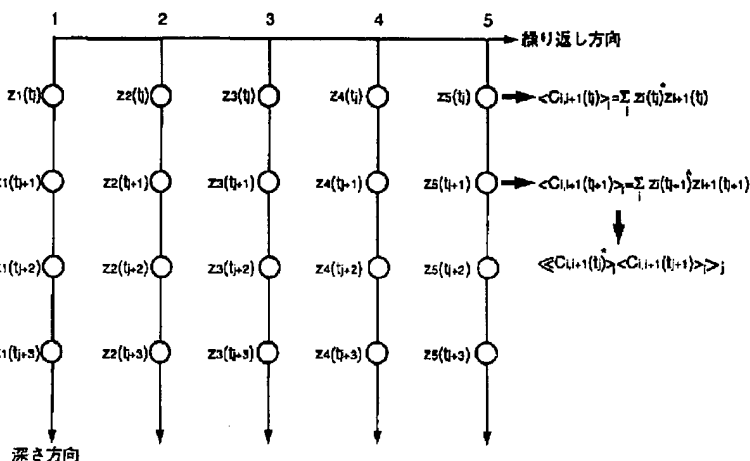
【図 1】

本発明の原理を説明する図



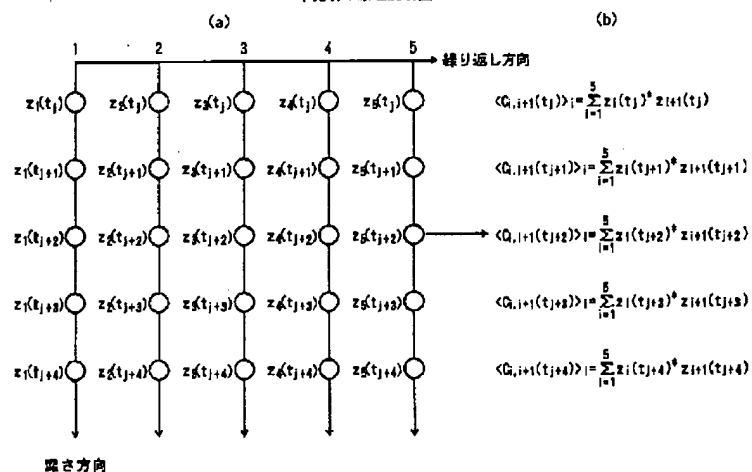
【図 2】

本発明の原理説明図



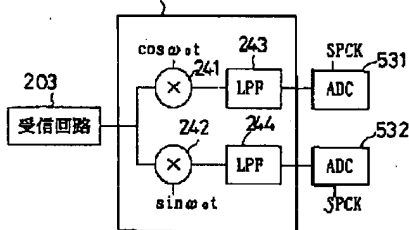
【図 3】

本発明の原理説明図



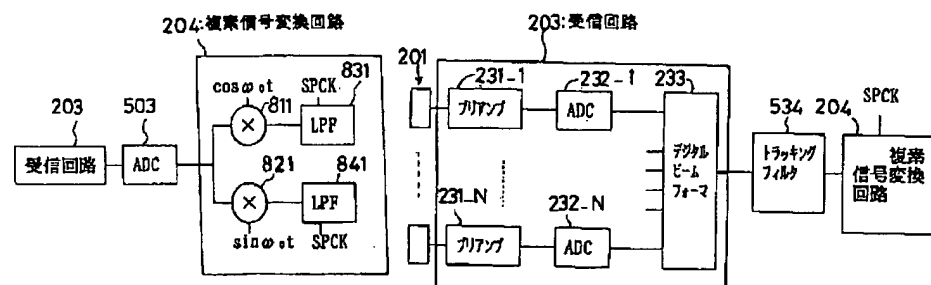
【图 15】

204: 搜索信号变换回路



【图 16】

【图 17】



(33)

特開平7-303644

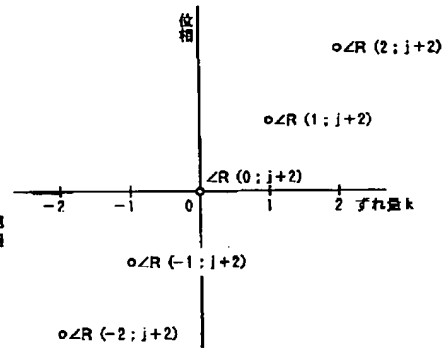
【図4】

本発明の原理説明図

$$\begin{aligned}
 (c) \quad R(-2:t_{j+2}) &= \langle Q_{i+1}(t_j) \rangle_1 \langle Q_{i+1}(t_{j+2}) \rangle_1^* \\
 R(-1:t_{j+2}) &= \langle Q_{i+1}(t_{j+1}) \rangle_1 \langle Q_{i+1}(t_{j+2}) \rangle_1^* \\
 R(0:t_{j+2}) &= \langle Q_{i+1}(t_{j+2}) \rangle_1 \langle Q_{i+1}(t_{j+2}) \rangle_1^* \\
 R(1:t_{j+2}) &= \langle Q_{i+1}(t_{j+2}) \rangle_1 \langle Q_{i+1}(t_{j+2}) \rangle_1^* \\
 R(2:t_{j+2}) &= \langle Q_{i+1}(t_{j+2}) \rangle_1 \langle Q_{i+1}(t_{j+2}) \rangle_1^* \\
 (d) \quad \angle R(-2:t_{j+2}) &= \Delta\phi_1 \theta(j+2) \\
 \angle R(-1:t_{j+2}) &= \Delta\phi_1 \theta(j+2) \\
 \angle R(0:t_{j+2}) &= \Delta\phi_1 \theta(j+2) \\
 \angle R(1:t_{j+2}) &= \Delta\phi_1 \theta(j+2) \\
 \angle R(2:t_{j+2}) &= \Delta\phi_1 \theta(j+2)
 \end{aligned}$$

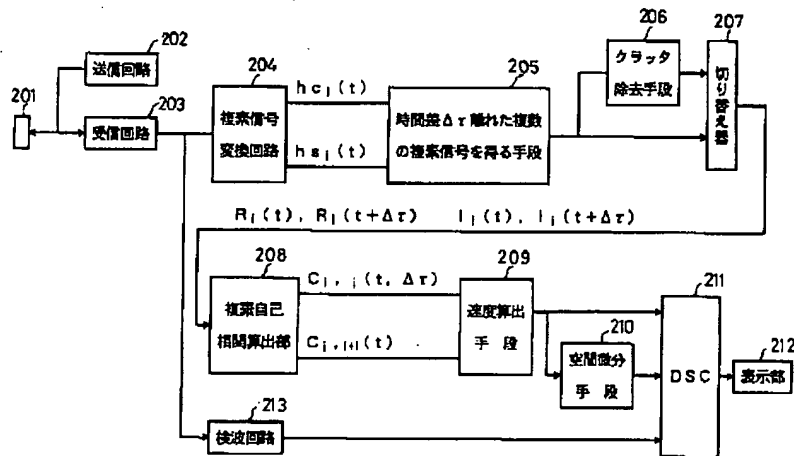
(e)

本発明の原理説明図



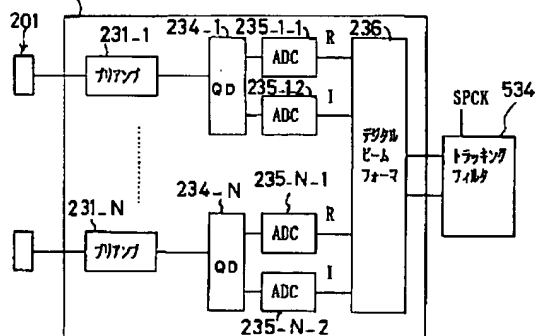
【図14】

本発明の構成例



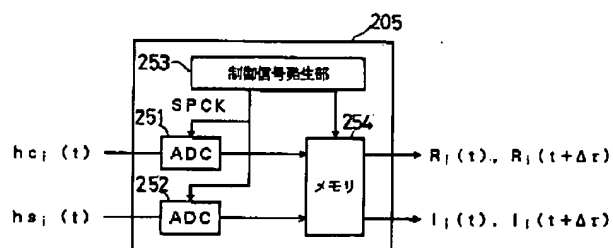
【図18】

203,204:受信回路兼複素信号変換回路

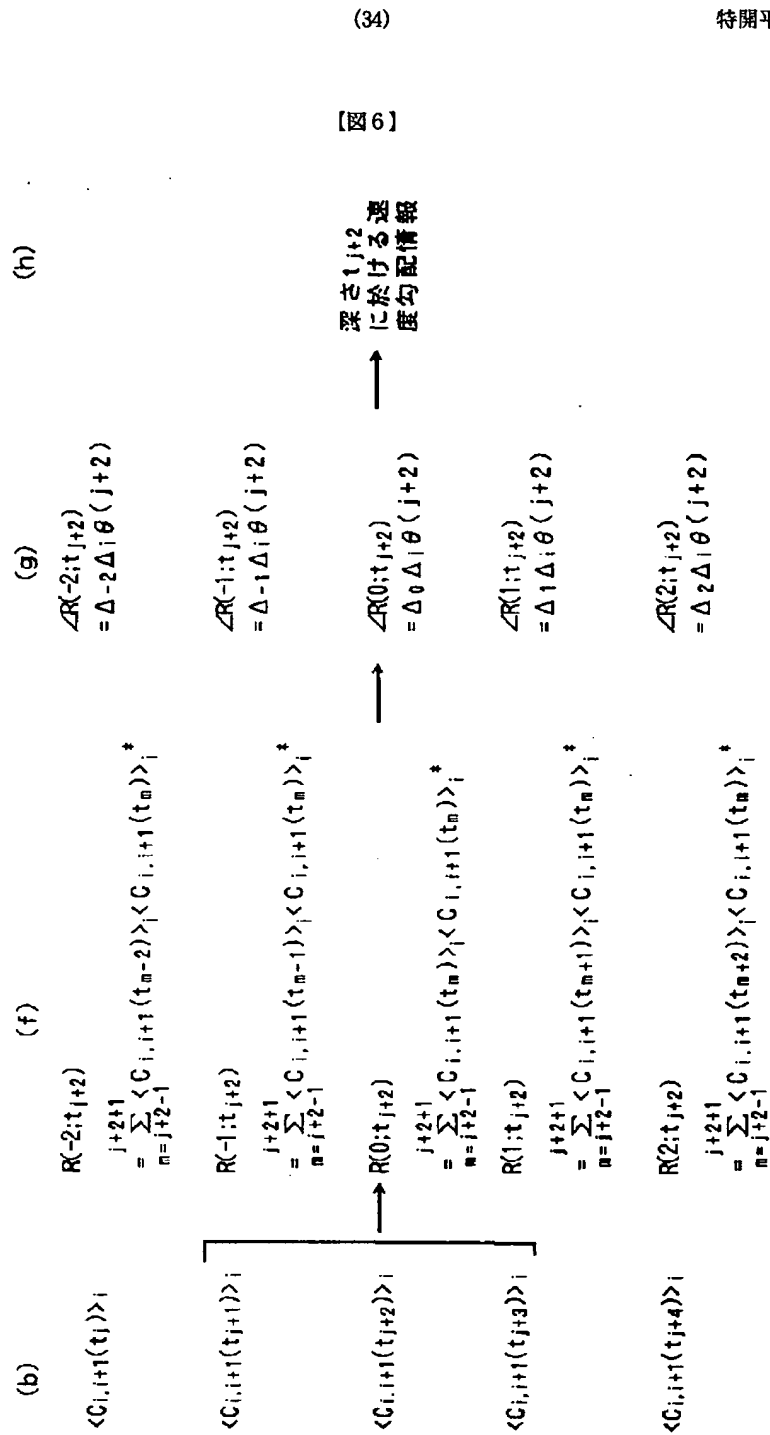


【図19】

時間差 Δτ 離れた複数の複素信号を得る手段の構成例



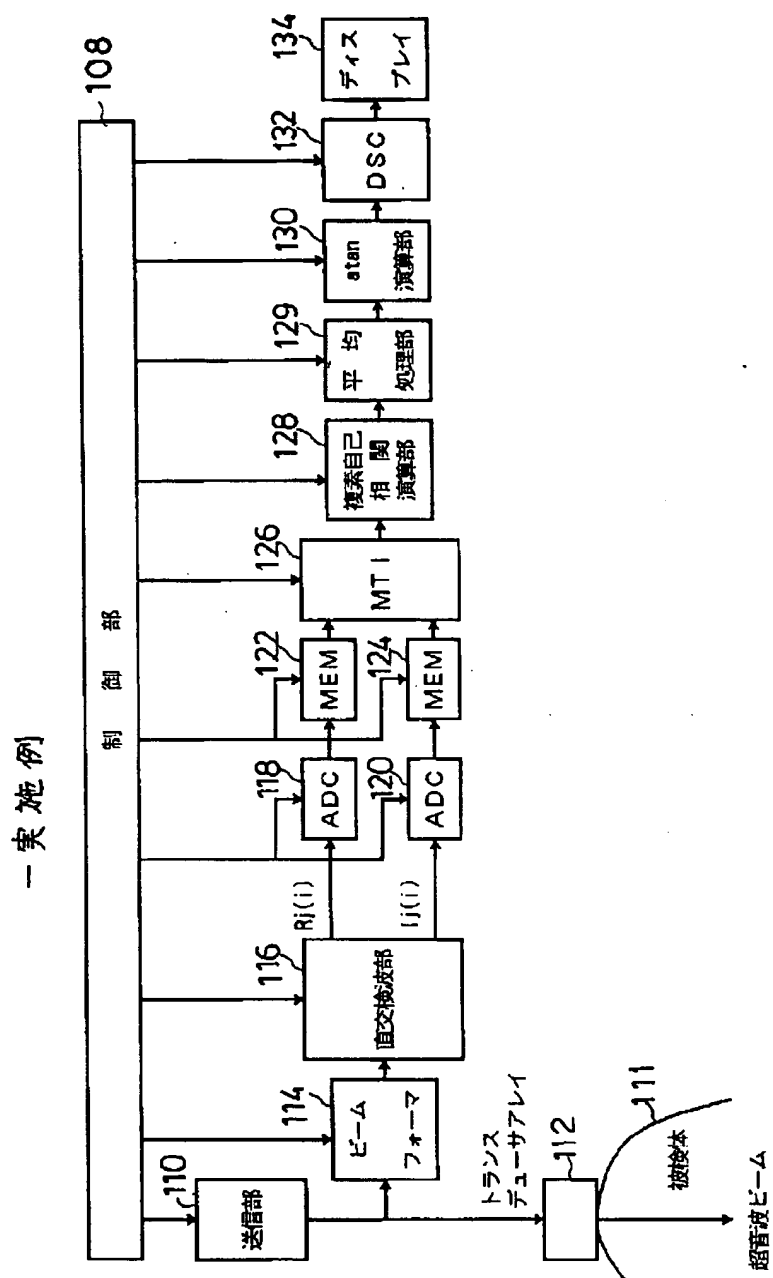
本発明の原理説明図



(35)

特開平7-303644

【図7】

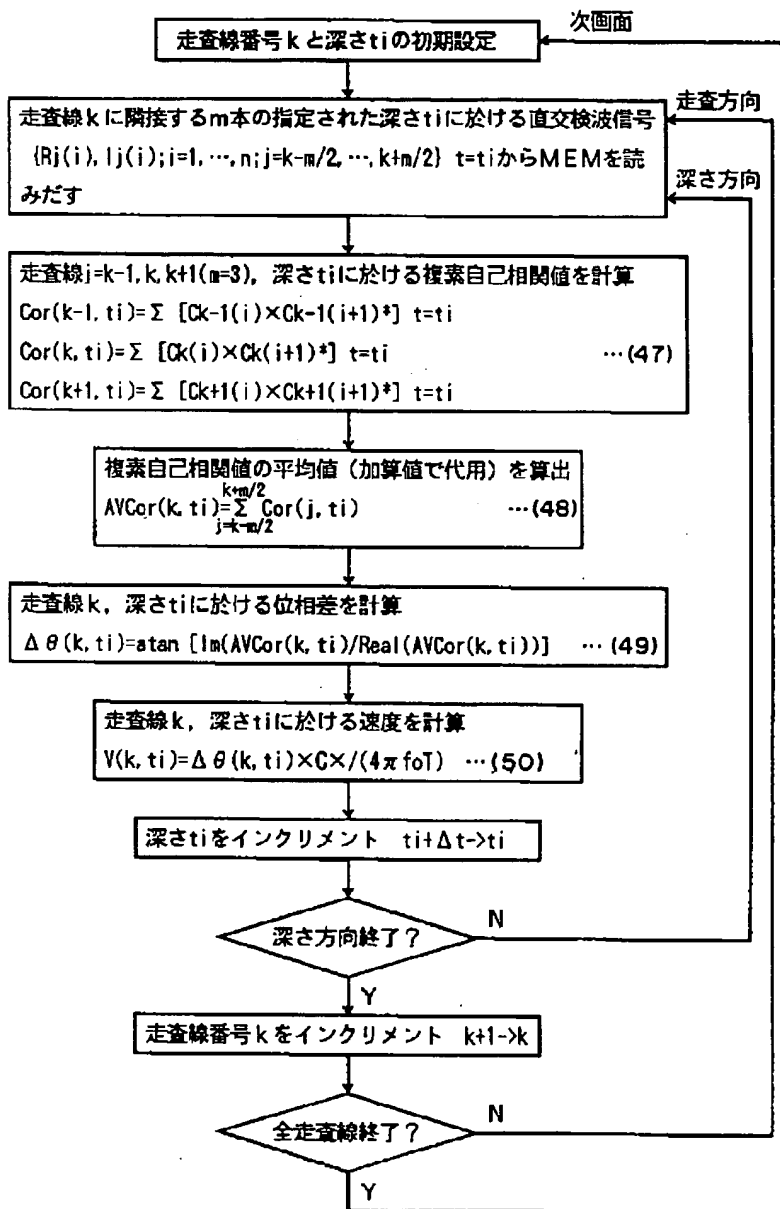


(36)

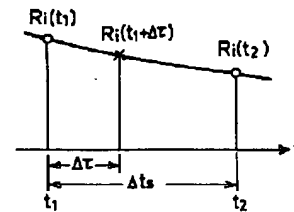
特開平7-303644

【図8】

図7の実施例における演算アルゴリズム



【図27】

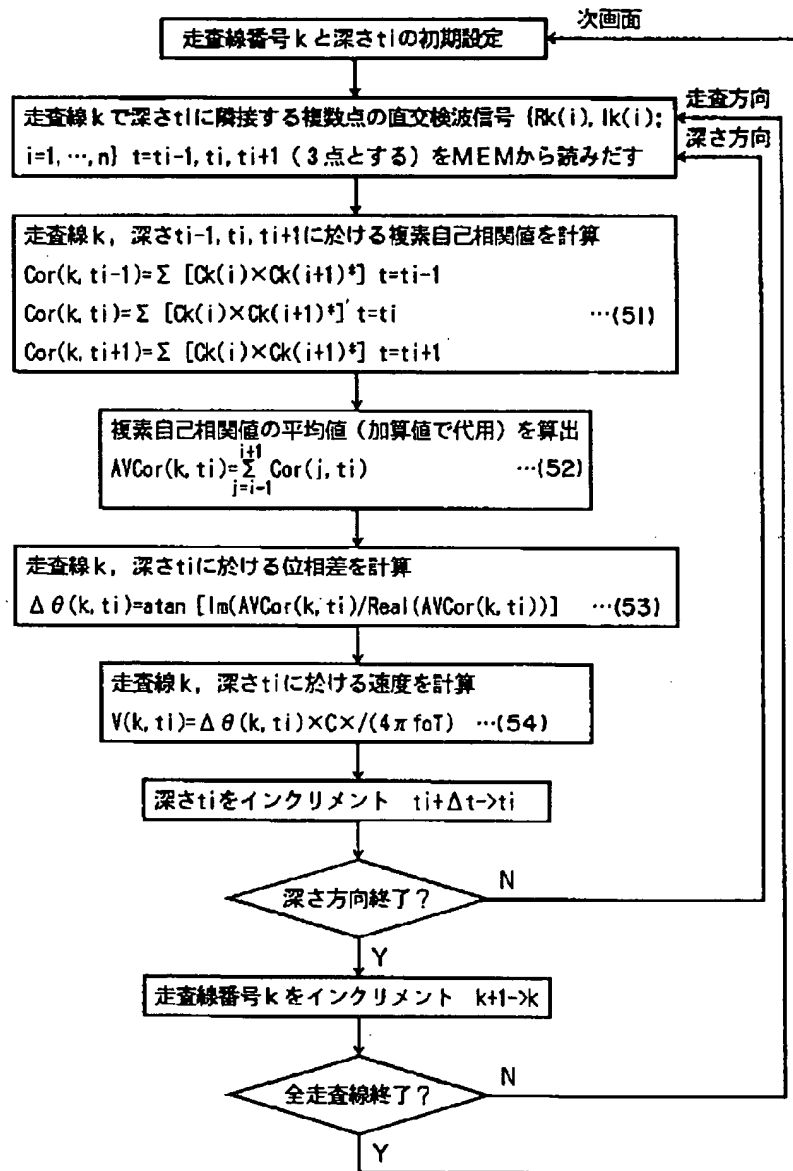


(37)

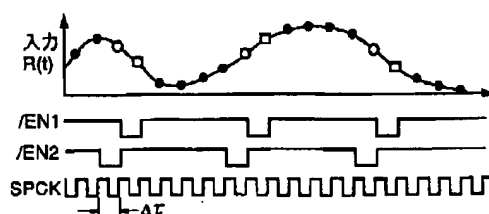
特開平7-303644

【図9】

図7の実施例における演算アルゴリズム



【図24】

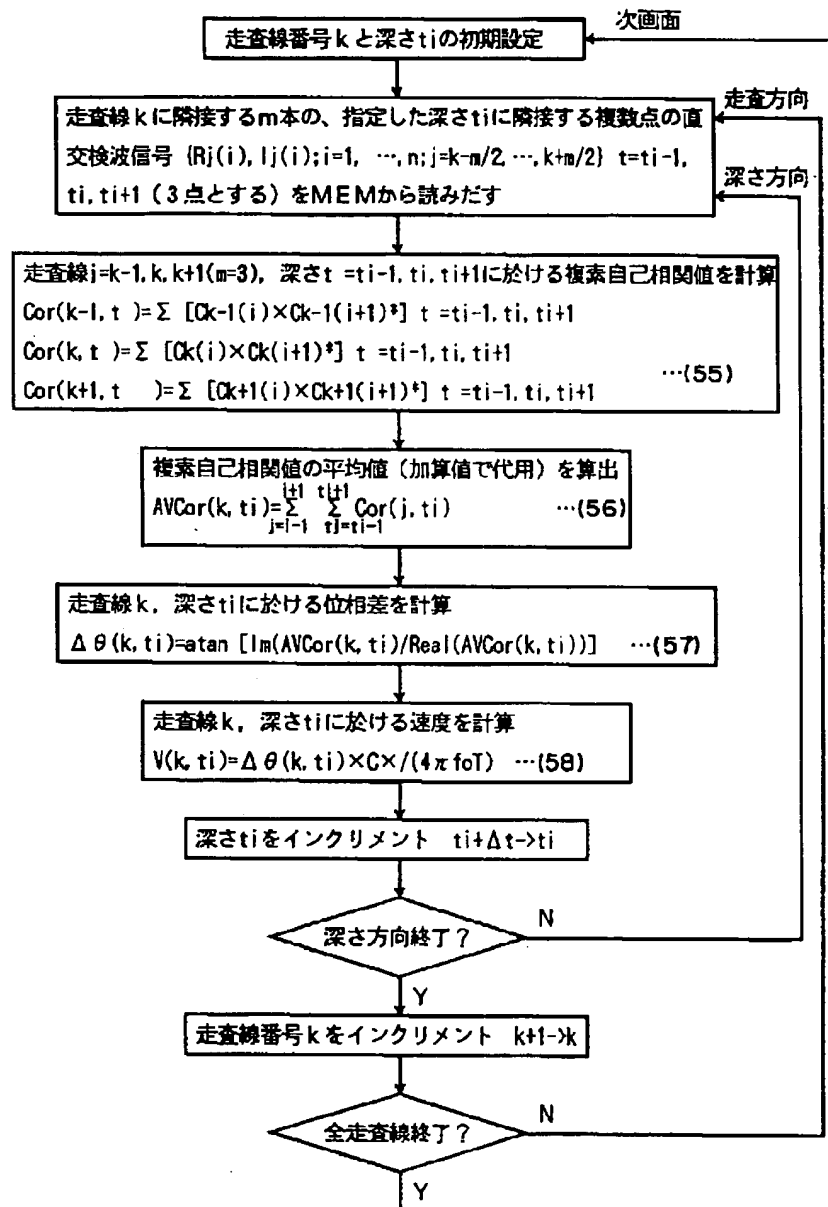


(38)

特開平7-303644

【図10】

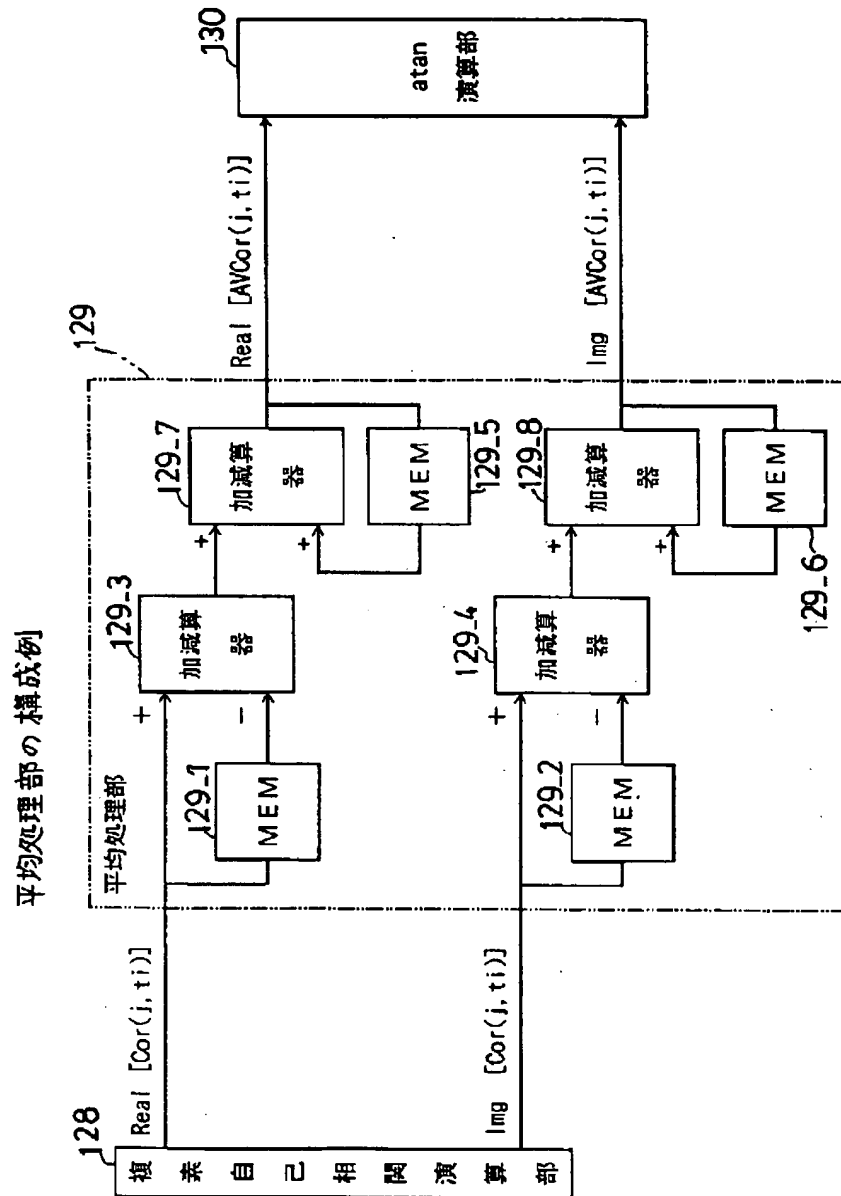
図7の実施例における演算アルゴリズム



(39)

特開平7-303644

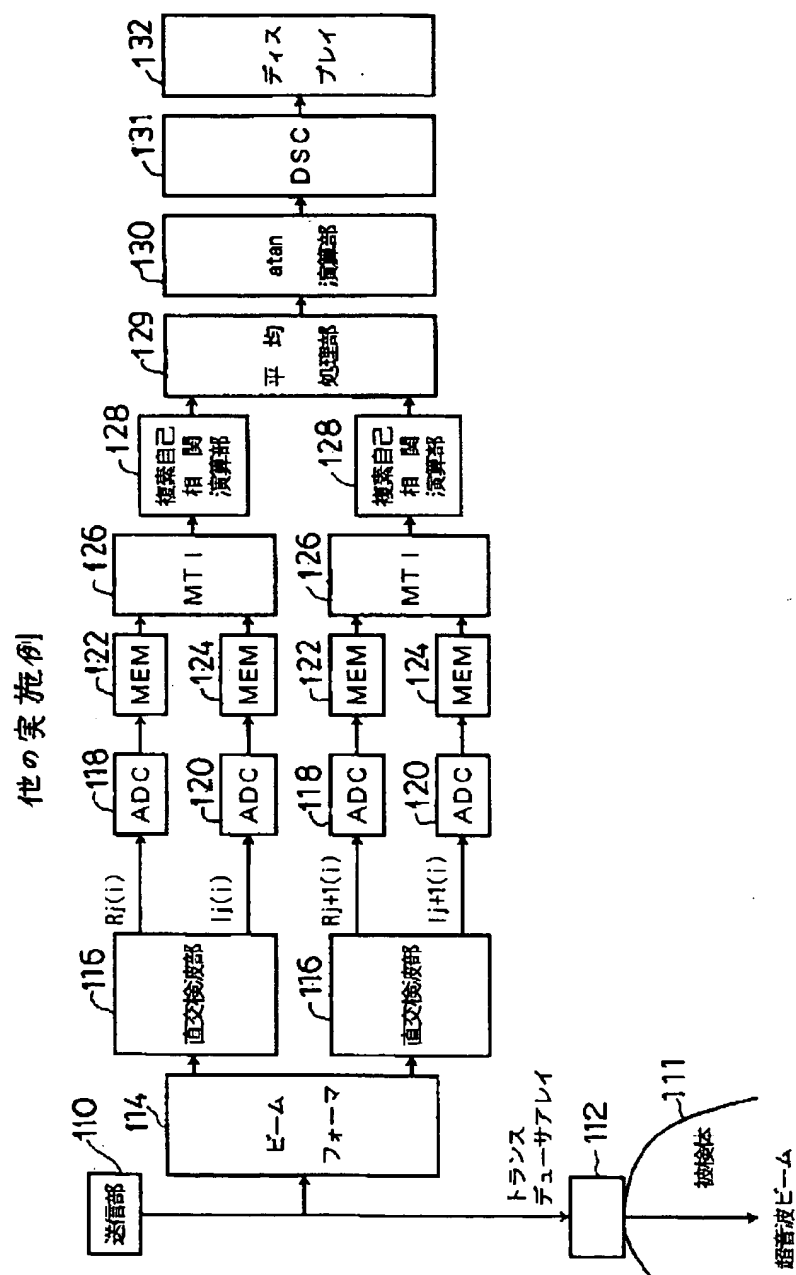
【図11】



(40)

特開平7-303644

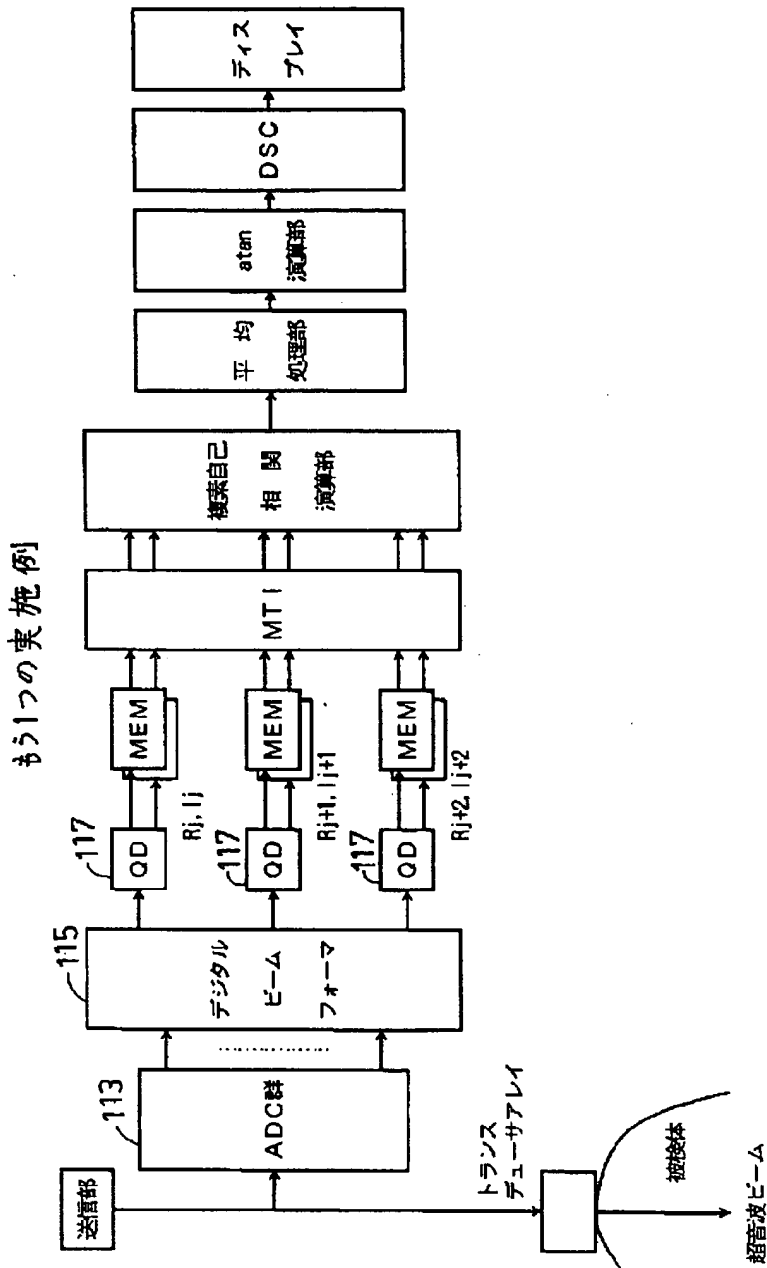
【図12】



(41)

特開平7-303644

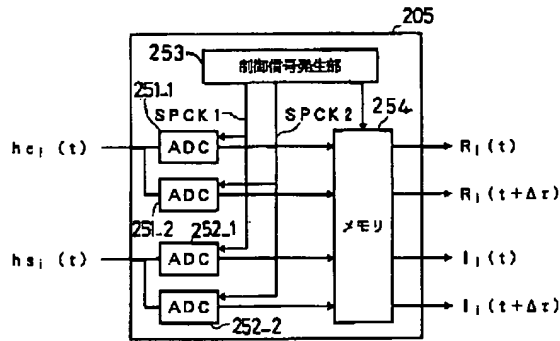
【図13】



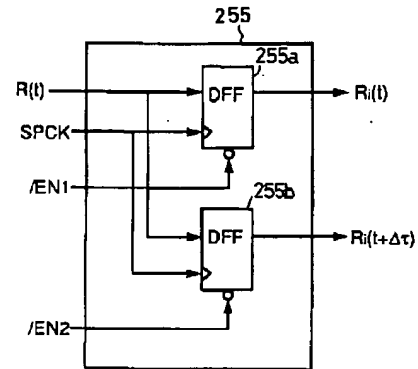
(42)

特開平7-303644

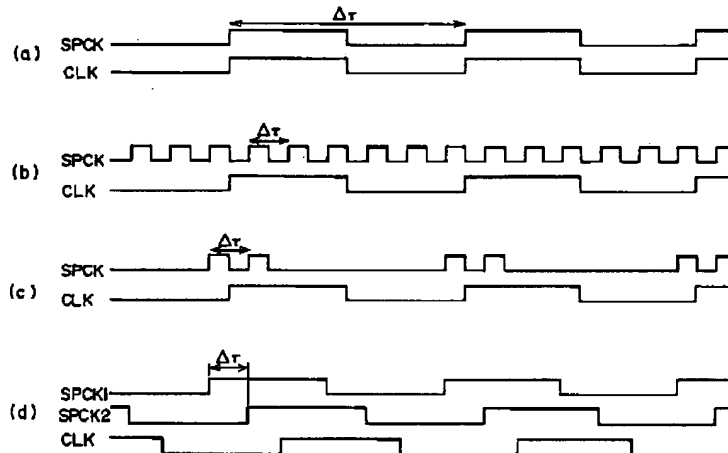
【図20】

時間差 $\Delta\tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段の構成例

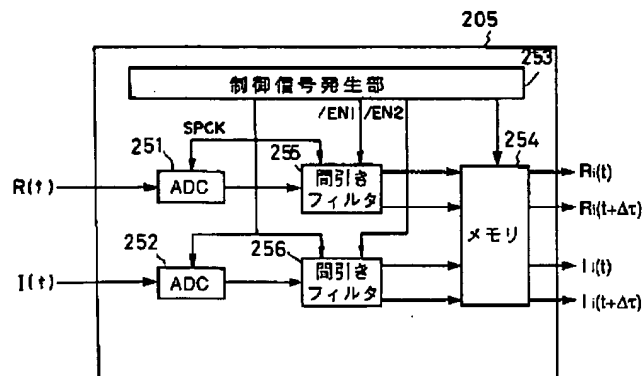
【図23】



【図21】

時間差 $\Delta\tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段の動作原理

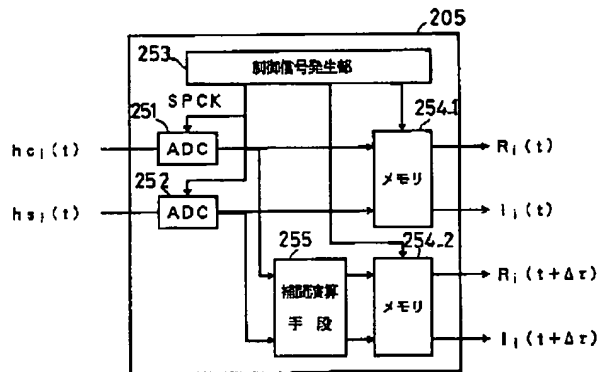
【図22】



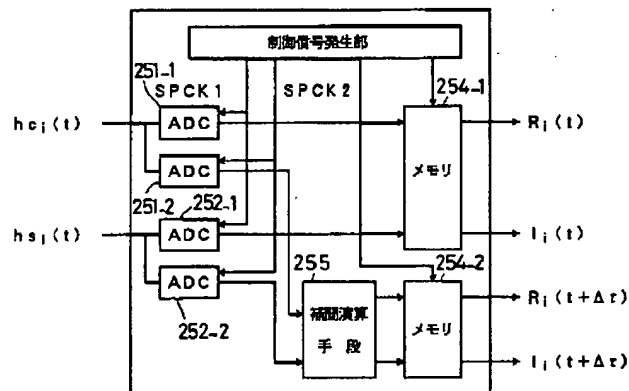
(43)

特開平7-303644

【図25】

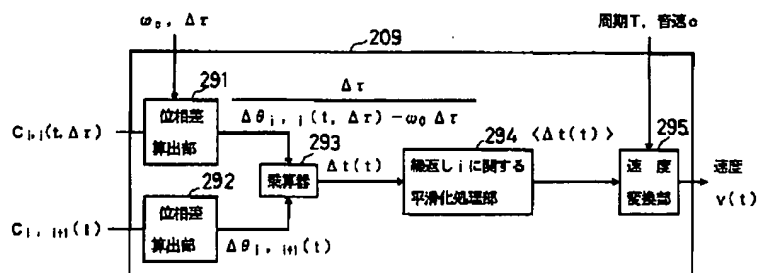
時間差 $\Delta\tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段の構成例

【図26】

時間差 $\Delta\tau$ 離れた複数の複素信号を得る手段の構成例

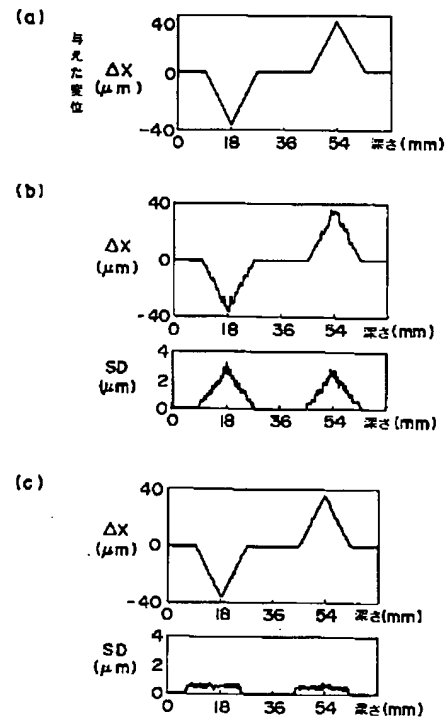
【図28】

速度算出手段の構成例



【図33】

本発明の効果を説明する図

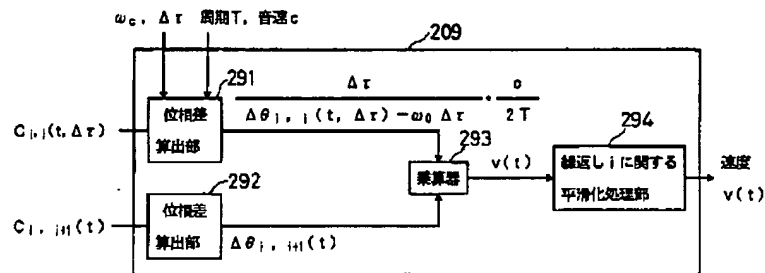


(44)

特開平7-303644

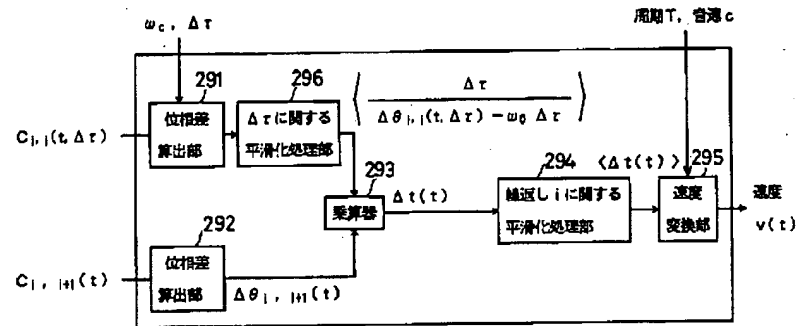
【図29】

速度算出手段の構成例

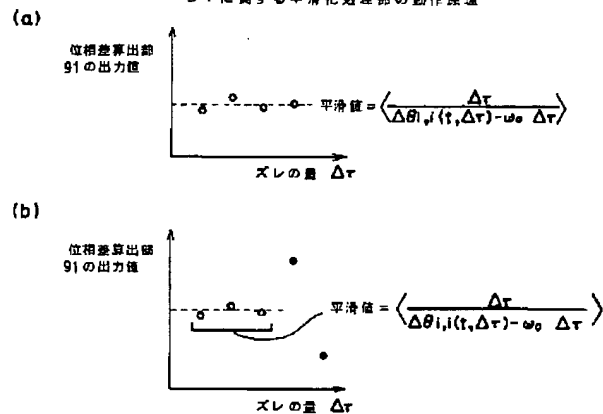


【図30】

速度算出手段の構成例



【図31】

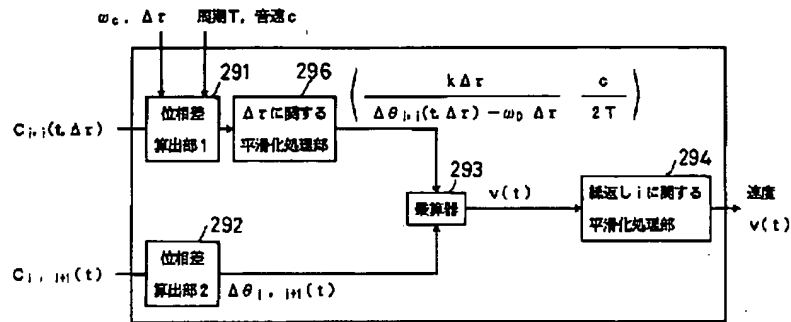
 $\Delta\tau$ に関する平滑化処理部の動作原理

(45)

特開平7-303644

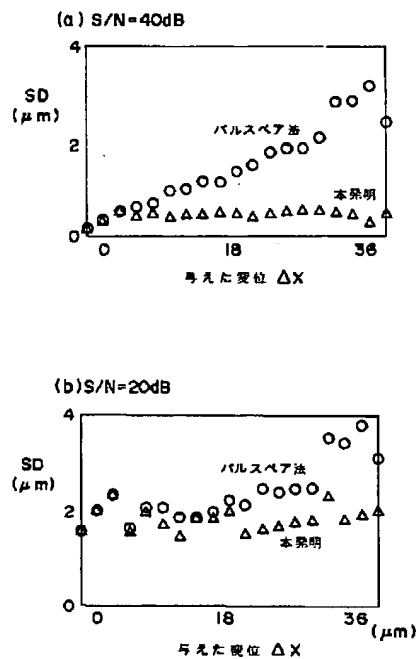
【図 3 2】

速度算出手段の構成例

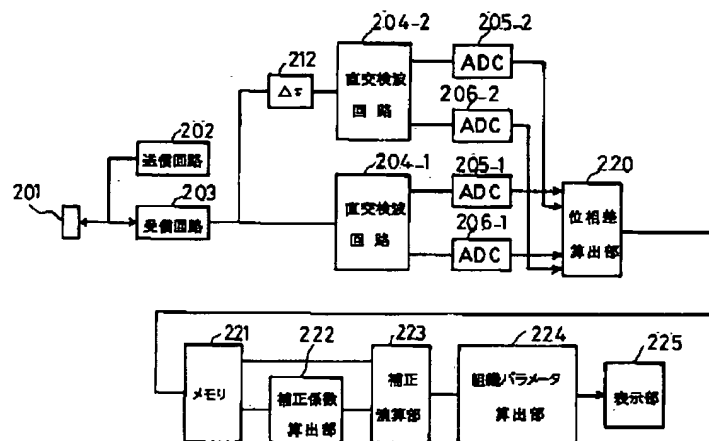


【图 3 4】

本発明の効果を説明する図

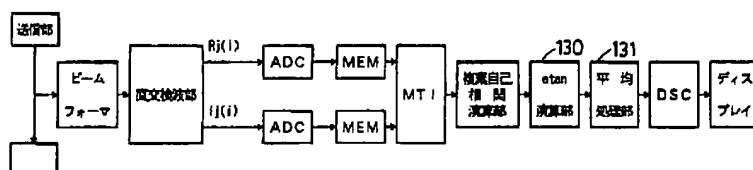


【图 4-4】



【図 4 3】

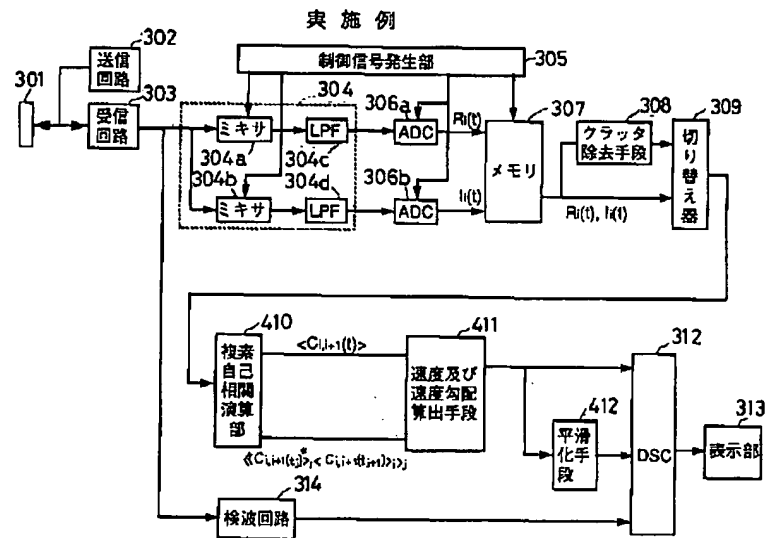
平均処理部を設けた従来例



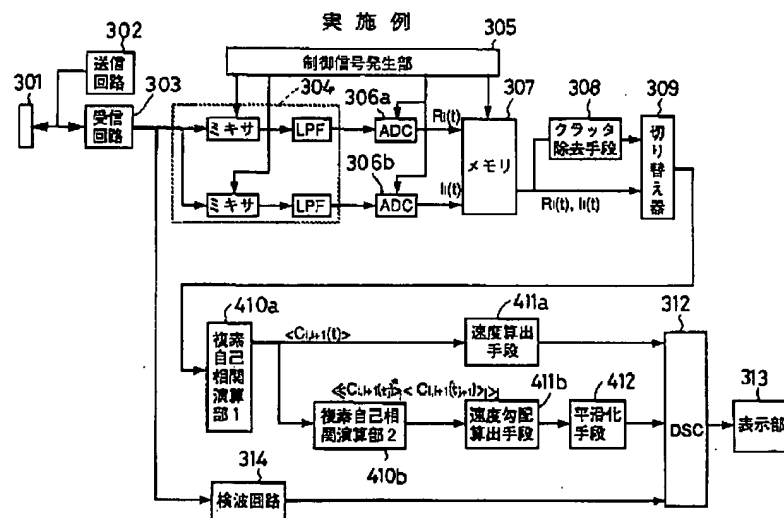
(46)

特開平7-303644

【図35】



【図36】

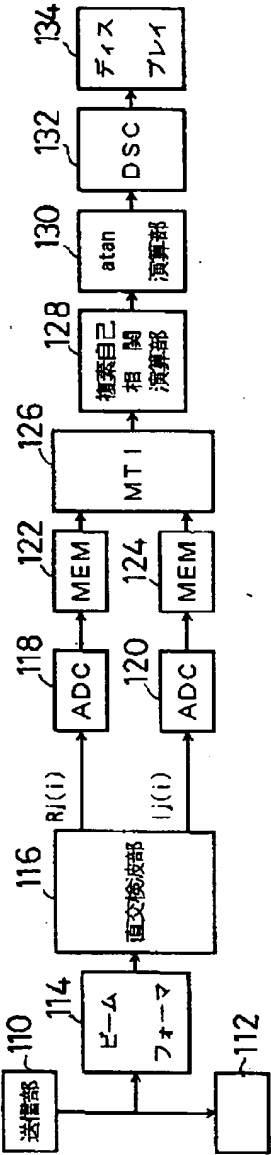


(47)

特開平7-303644

【図37】

従来例

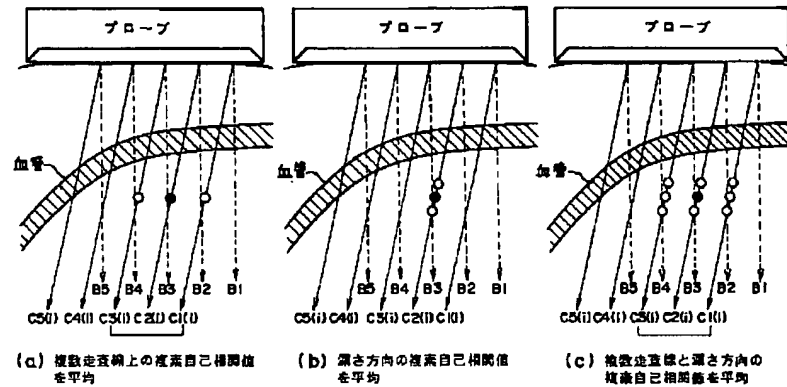


(48)

特開平7-303644

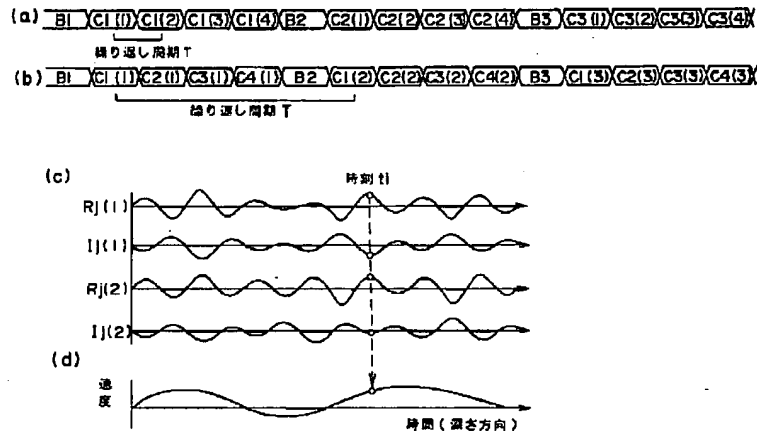
【図38】

走査線の模式図



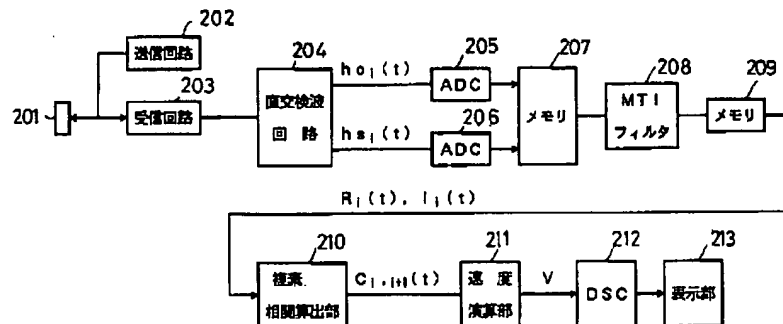
【図39】

従来例の動作説明図



【図41】

従来例

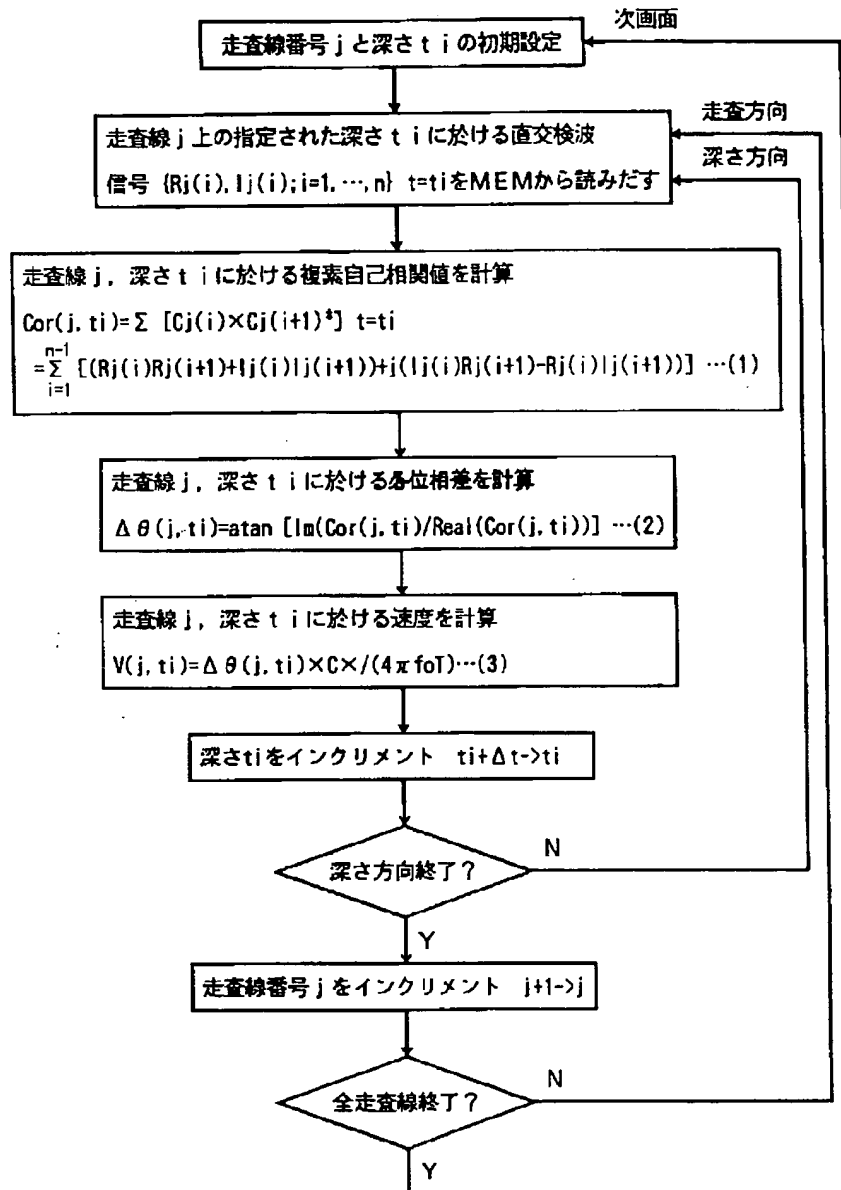


(49)

特開平 7-303644

【図 40】

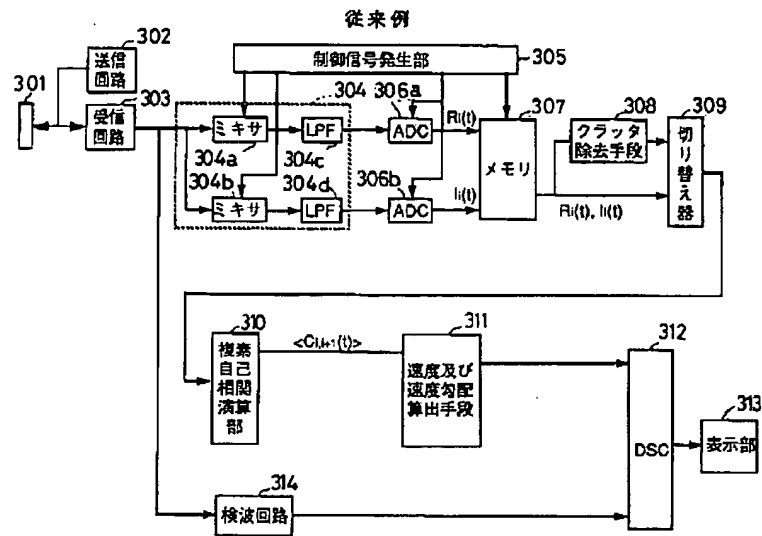
従来例の演算アルゴリズム



(50)

特開平7-303644

【図42】



【図45】

問題点説明図

